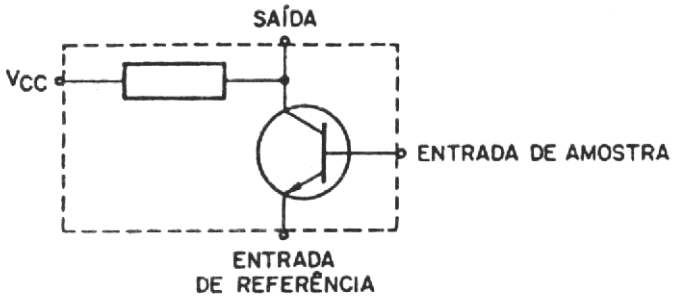
Quando o transistor é empregado como comparador a tensão de referência é aplicada ao emissor e a amostra a base.

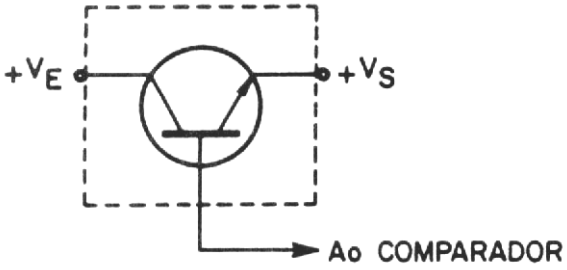


A corrente drenada pelo coletor do transistor comparador depende da diferença entre amostra e emissor (que estabelecem o V_{BE} do transistor).

Controle

O elemento de controle interpreta o sinal proveniente do comparador e efetua a correção de forma a manter a tensão de saída constante.

A figura abaixo mostra os componentes do bloco de controle.



O transistor de controle sofre variações na tensão coletor-emissor (V_{CE}) de forma que a tensão de saída seja sempre constante.

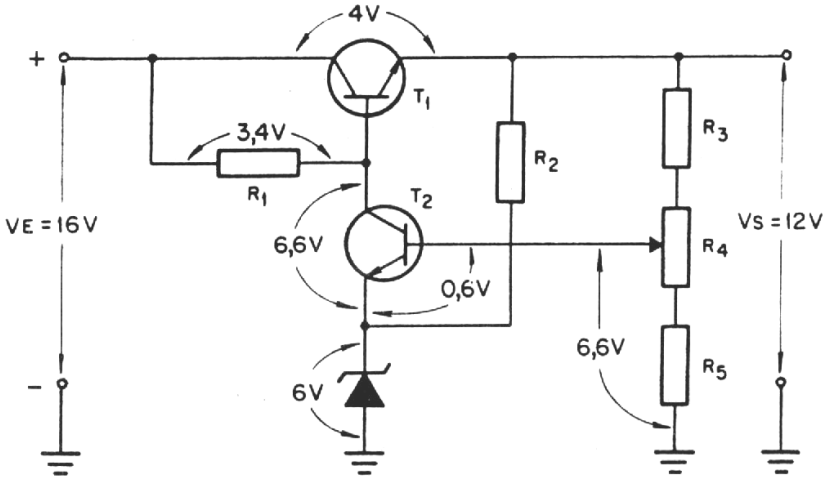
Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento pode ser analisado sob dois aspectos distintos:

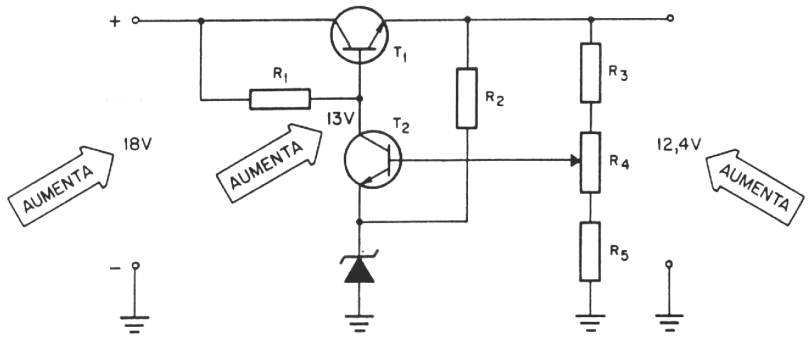
- Funcionamento com a variação na tensão de entrada;
- Funcionamento com variação na corrente de carga.

a) Variação na tensão de entrada

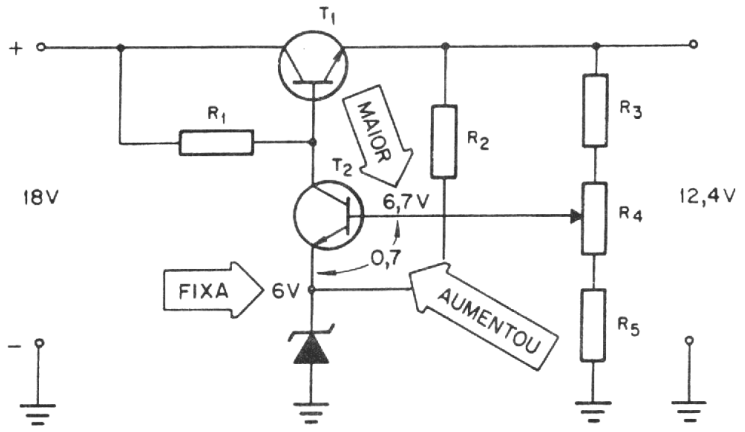
Sendo tomadas como condição inicial de valores apresentados na figura.



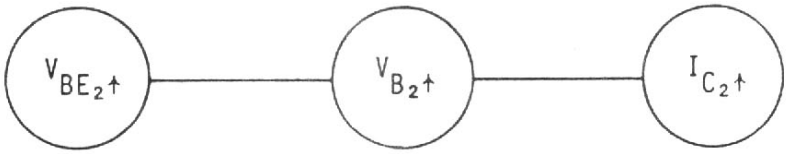
Quando ocorre um aumento na tensão de entrada e tensão na base de T_1 (tensão entre coletor de T_2 e terra) tende a se elevar momentaneamente, fazendo com que a tensão de saída também aumente.



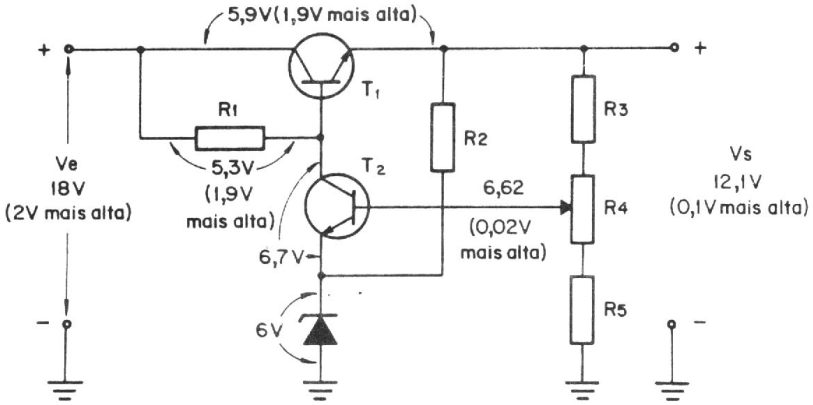
Entretanto, a elevação na tensão de saída faz com que a tensão fornecida da base D_e T2 pelo circuito de amostragem se eleve, resultando numa elevação de tensão V_{BE} do transistor comparador.



A tensão $V_{BE}T_2$ mais elevada provoca uma corrente de base maior no transistor T_2 e consequentemente ocorre um aumento na corrente drenada pelo coletor desse transistor.

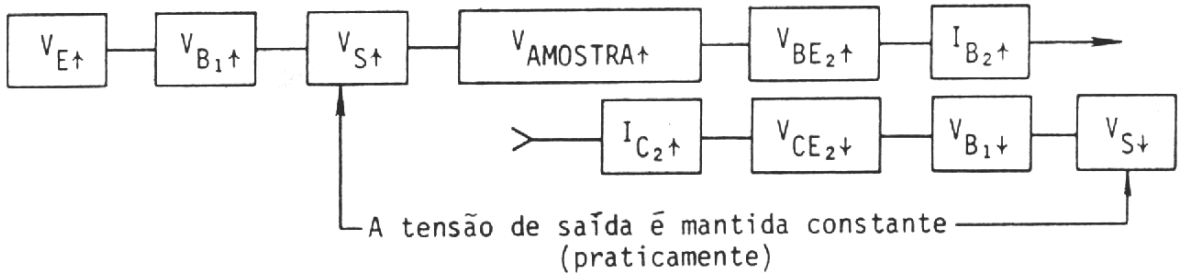


Com o aumento na corrente de coletor de T_2 o seu V_{CE} que havia aumentado diminui novamente fazendo com que a tensão na base do transistor de controle ao valor bem próximo do original.

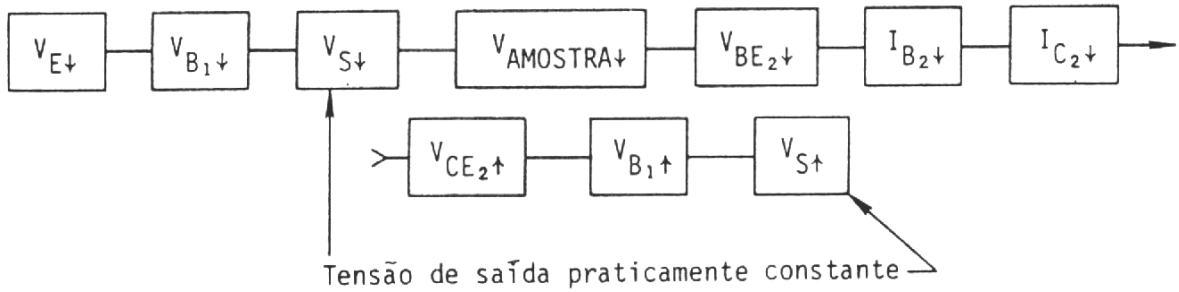


Resumindo

Correção na tensão de base T_1

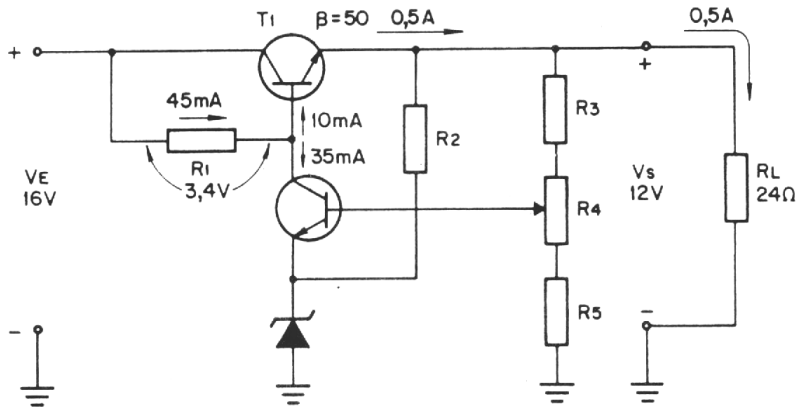


Se, por outro lado, a tensão de entrada diminui, o comportamento do circuito é:



b) Variação da corrente de carga

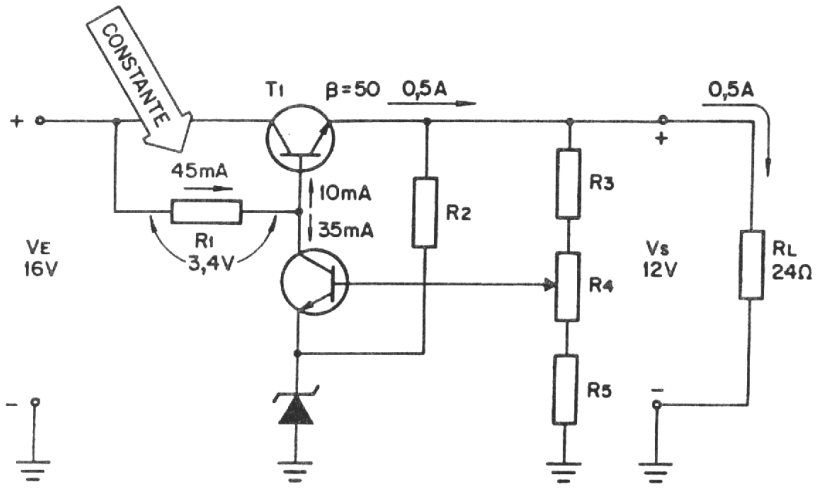
Serão tomados como condição inicial o circuito e os valores apresentados na figura a seguir.



O aspecto mais importante a considerar na análise do comportamento frente às variações de corrente é que enquanto a tensão de entrada for constante, a queda de tensão em R_1, também será constante.

A partir disto pode-se dizer:

V_E CONSTANTE → V_{R1} CONSTANTE → I_{R1} CONSTANTE



Supondo que a resistência da carga caia para 20Ω.

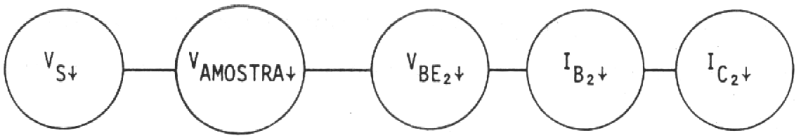
Inicialmente os 500 mA entregues pela fonte circulando sobre 20Ω de carga provocam uma tensão de saída de 10V.

$$V_S = I_{RL} \cdot R_L$$

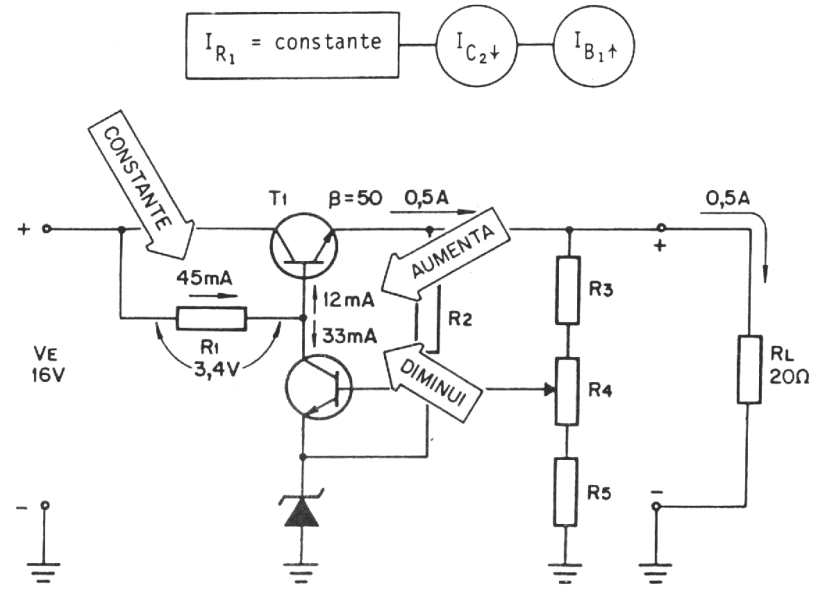
$$V_S = 0{,}5A \cdot 20\Omega = 10V$$

Existe, portanto uma “tendência” da tensão de saída em cair de 12 V para 10 V.

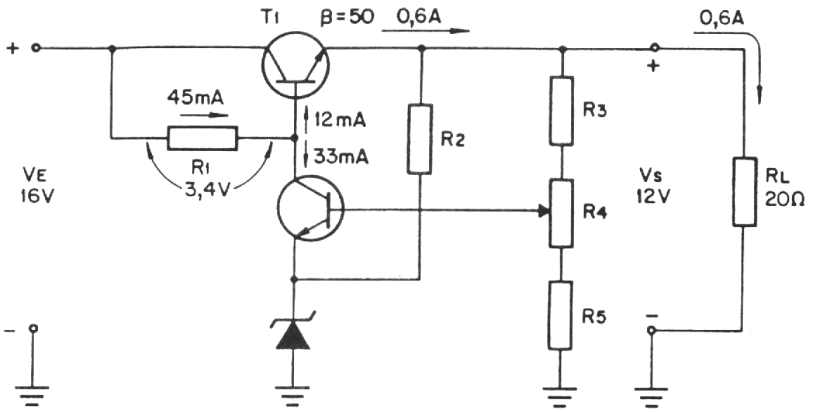
Entretanto, assim que a tensão cai abaixo de 12V verifica-se que:



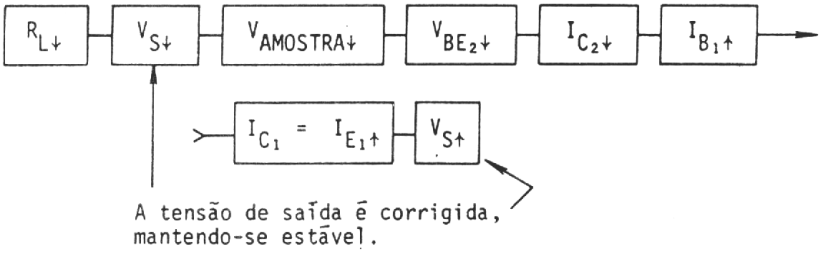
Como a corrente que entra em R_1 é constante verifica-se:



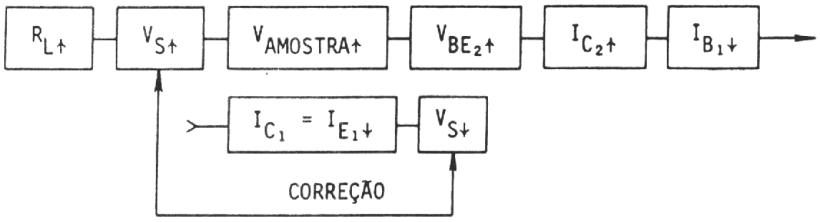
A maior corrente de base é ampliada por T_1, aumentando a corrente de carga e elevando a tensão de saída ao seu valor nominal.



Conclui-se que com a redução da resistência de carga existe uma tendência de queda na tensão de saída que é corrigida pelo próprio circuito.



Quando a resistência de carga aumenta, o raciocínio é inverso (acompanhe observando).



Circuitos adicionais utilizados nas fontes reguladas

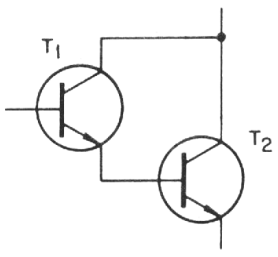
Além dos componentes utilizados nas “configurações simples” de fontes reguladas, pode-se acrescentar outros componentes ou mesmo circuitos cujo objetivo é melhorar as características de funcionamento.

Alguns exemplos são:

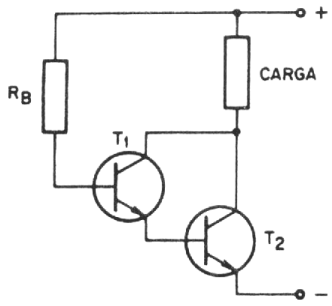
- O uso de transistores em configuração DARLINGTON;
- Circuito para limitação da corrente de curto circuito.

A configuração DARLINGTON

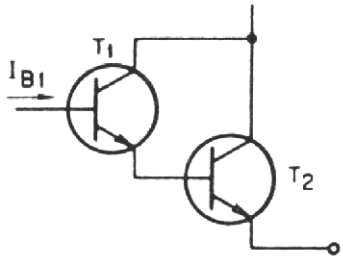
A configuração Darlington, mostrada na figura ao lado, corresponde a uma forma de ligação entre 2 transistores que adquire características singulares.



O funcionamento da configuração darlington pode ser compreendido a partir da análise de um circuito simples.

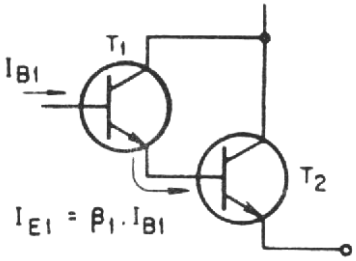


O resistor R_B fornece uma corrente de base I_{B1} ao transistor T_1.



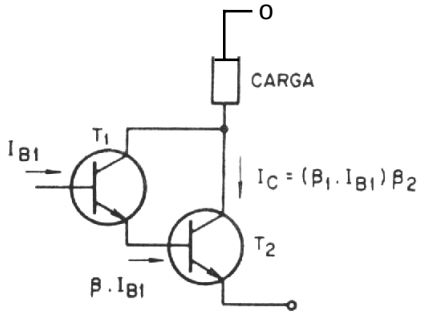
Esta corrente é amplificada por T_1, gerando uma corrente de coletor T_{E1} com valor de $I_{C1} = (\beta_1 . I_{B1})$.

Admitindo-se que $I_{E1} = I_{C1}$ conclui-se que $\beta_1 . I_{B1}$



A corrente I_{E1} é aplicada a base de T_2, portanto $I_{B2} = \beta_1 . I_{B1}$

O transistor T_2 amplifica esta corrente de base, gerando uma corrente na carga que corresponde a $I_{C2} = I_{B2} . \beta_2$ ou seja $I_{C2} = (I_{B1} . \beta_1) . \beta_2$



Como a corrente de carga é a corrente de coletor pode-se dizer:

$I_{CARGA} = I_{B1} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$

Operando a equação para obter I_{B1} tem-se:

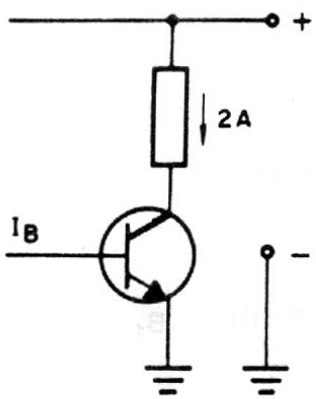
$$I_{B_1} = \frac{I_{CARGA}}{(\beta_1 \cdot \beta_2)}$$

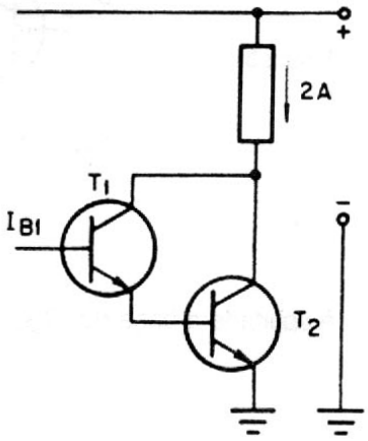
Isto significa que uma carga de grande corrente pode ser controlada através de uma corrente centenas de milhares de vezes menor.

A seguir estão apresentados dois exemplos de acionamento de uma carga de 2A através:

a) De um transistor com $\beta = 50$

b) De dois transistores de $\beta = 50$ em configuração darlington.





$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2A}{\beta}$$

$$I_B = 40\ mA$$

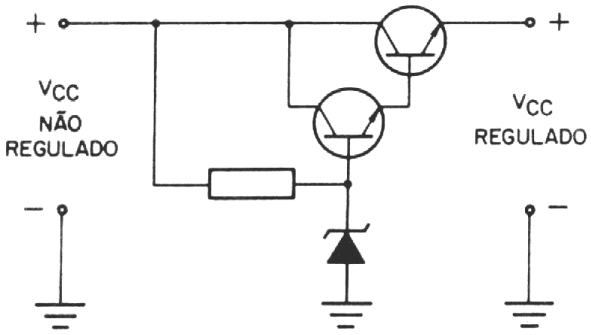
$$I_{B_1} = \frac{I_C}{\beta_1 \cdot \beta_2} = \frac{2A}{\beta}$$

$$I_{B_1} = \frac{2A}{2500}$$

$$I_{B_1} = 800\ \mu A$$

Pelo resultados se verifica que a configuração darlington a corrente de controle é muito menor.

A figura seguinte mostra o diagrama de uma fonte regulada simples usando transistores ligados na configuração darlington.



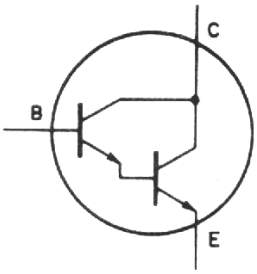
Como vantagens fundamentais da utilização da configuração darlington tem-se:

- As variações de corrente no zener em função da carga são menores, o que aumenta a estabilidade da tensão de saída.

- Menor dissipação de potência do zener.

Deve-se levar em conta que a tensão de saída será $V_S = V_Z - (V_{BE1} + V_{BE2})$.

Existem no mercado transistores que são na verdade dois transistores ligados em configuração darlington.

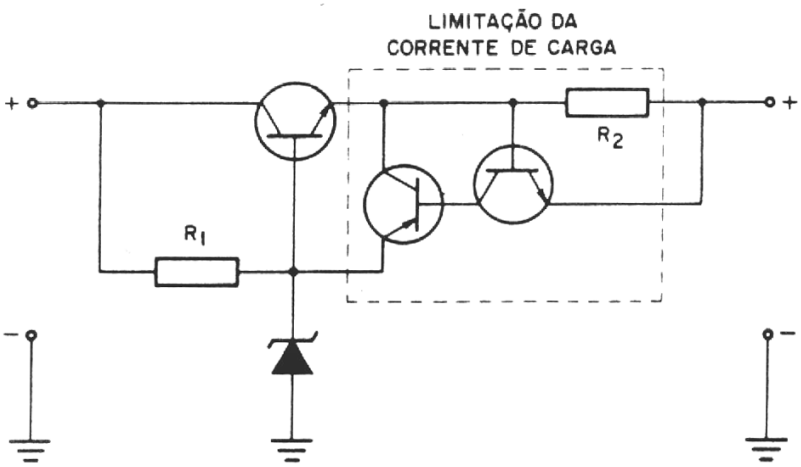


A única forma de identificar se um “transistor” é darlington ou não é consultando o manual do fabricante.

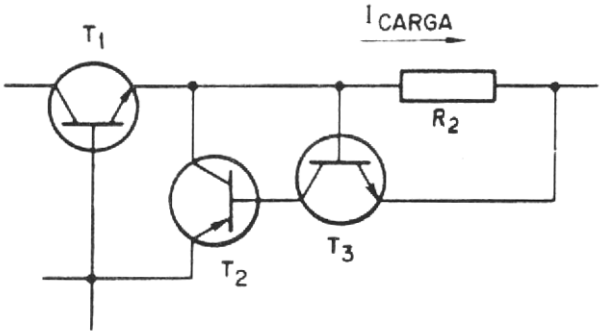
Limitação de corrente de carga

Uma fonte regulada pode ser dotada de um circuito que se destina a limitar a corrente máxima de carga e de curto circuito.

O circuito do estágio regulador com limitação de corrente de carga está apresentado na figura a seguir:



Observando o circuito verifica-se que a corrente de carga circula através de R_2 (figura abaixo).

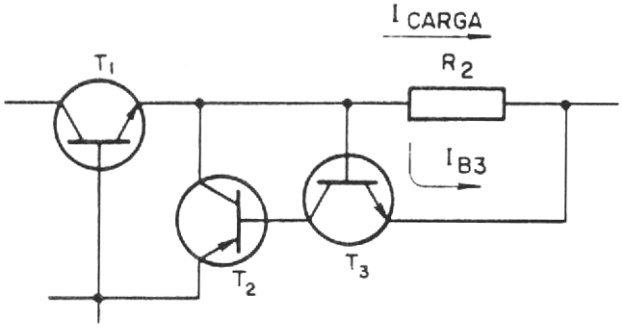


A queda de tensão neste resistor, portanto, é proporcional a corrente de carga:

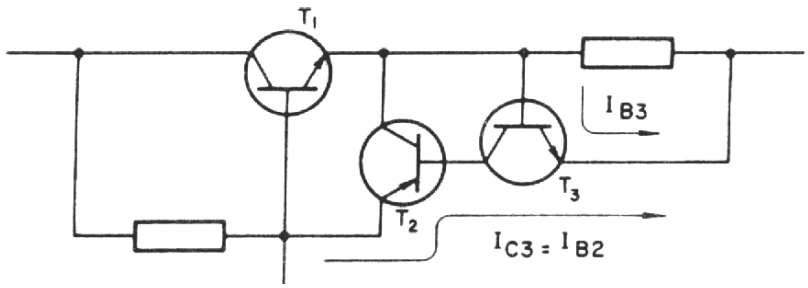
$V_{R2} = I_{RL} . R_2$

A tensão sobre R_2 está aplicada a junção BE de T_3.

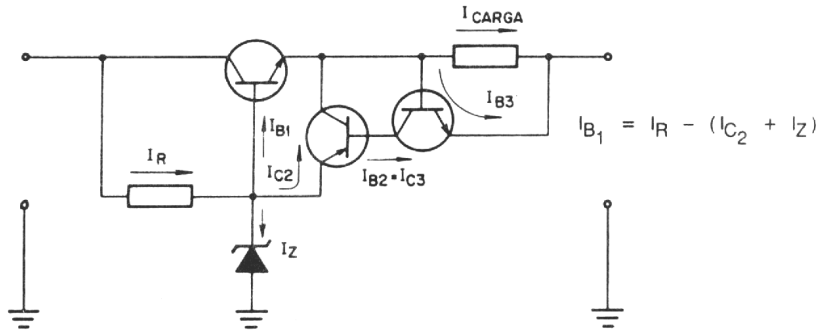
A medida que a corrente de carga aumenta a tensão sobre o resistor R_2 se aproxima da tensão de condução de junção BE, surge uma corrente de base em T_3.



A corrente de base T_3 é amplificada por β ($I_{C3} = I_{B3} . \beta$). esta corrente I_{C3} circula através de junção BE de T_2.



A corrente de base em T_2 provoca a circulação de I_{C2}. Uma vez que a corrente que entra através de R_1 é constante, toda a corrente que circula em T_2 (I_{C2}) deixa de circular no transistor de potência.



Quanto maior for a corrente de carga, mais corrente será desviada do transistor de potência através de T_2.

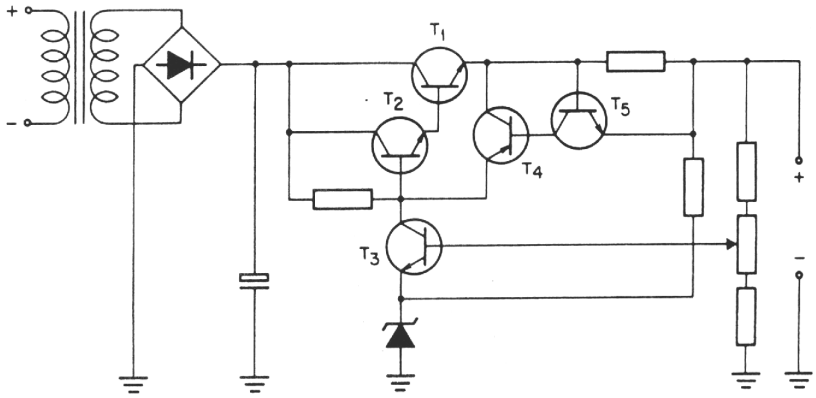
Em um determinado momento não será mais possível aumentar a corrente de carga devida a corrente desviada por T_2.

Uma vez que a corrente máxima de carga é limitada, também fica limitada a corrente se houver um curto circuito na saída de fonte.

O valor do limite de corrente é estabelecido através de R_2 e os transistores do circuito de proteção normalmente são de germânio.

Este circuito pode ser utilizado tanto em fontes reguladas simples como em fontes com comparador.

A figura a seguir mostra um circuito completo de uma fonte regulada com comparador, utilizando a configuração darlington e com limitação de corrente de saída.



MULTIVIBRADOR BIESTÁVEL

Introdução

Hoje vivemos a era dos aparelhos digitais. Cada dia mais populares, os relógios digitais, aparelhos de som “laser” e outros já fazem parte de nossas vidas.

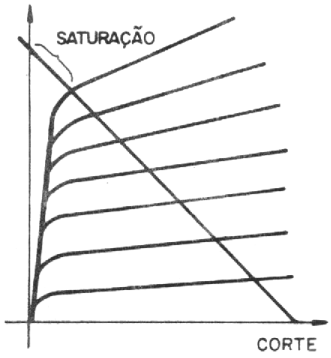
Os relógios e outros aparelhos digitais são baseados em circuitos eletrônicos digitais empregando centenas ou até mesmo milhares de transistores que funcionam apenas nas regiões de saturação e corte.

Um dos circuitos mais utilizados nos aparelhos digitais é o multivibrador biestável.

Este fascículo visa primeiramente revisar os conceitos de saturação e corte, para então apresentar o funcionamento dos multivibradores biestáveis. Estudando o multivibrador biestável você estará começando a trilhar o caminho da “eletrônica digital”.

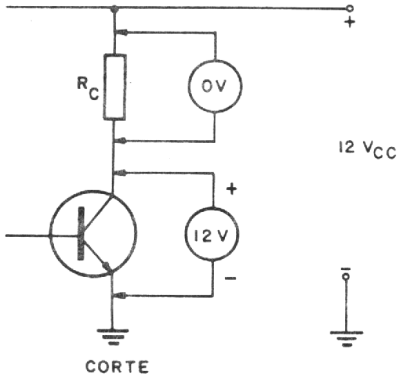
Saturação e corte

A saturação e o corte são as regiões de operação do transistor situadas respectivamente, na parte superior e inferior da reta de carga.

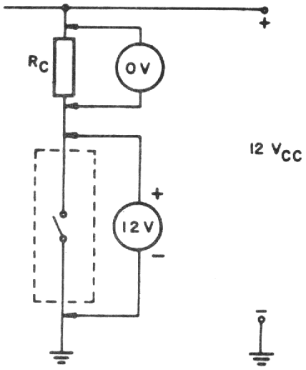


O corte corresponde mais exatamente à situação em que a corrente de base é zero. Como conseqüência tem-se uma corrente de coletor apenas de fuga (I_{CEO}) que é muito pequena, situando-se na faixa dos microamperes em temperaturas normais.

Com I_B igual a zero e I_C igual a I_{CEO} a queda de tensão no resistor é praticamente nula, de forma que o V_{CE} do transistor é a igual a de tensão de alimentação do circuito.



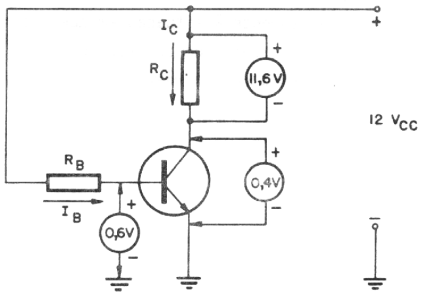
Quando o transistor está em corte o seu comportamento é similar ao de um interruptor que está desligado, cortando a corrente no circuito.



Um transistor em corte se comporta como um interruptor desligado.

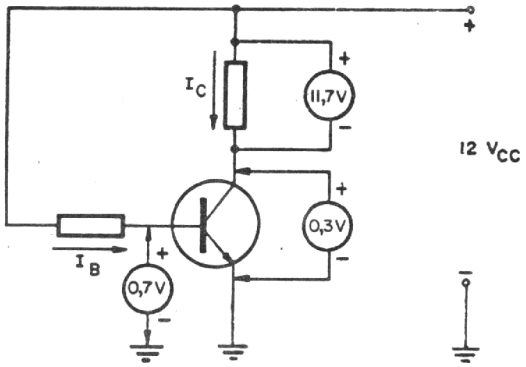
A saturação, por outro lado, corresponde a situação em que a tensão V_{CE} é menor que a tensão V_{BE}. Para transistores de silício a saturação é alcançada quando V_{CE} cai a valores inferiores a 0,6V.

A figura abaixo mostra um circuito com um transistor de silício que está na região de saturação.



A saturação é alcançada através do aumento da corrente de base até que a queda de tensão no resistor de coletor atinja praticamente o valor da tensão de alimentação.

No circuito da figura anterior um aumento ainda maior da corrente de base levaria o transistor de silício ainda mais para a saturação. A saturação completa dos transistores de silício acontece quando $V_{CE} \cong 0,3$ V.

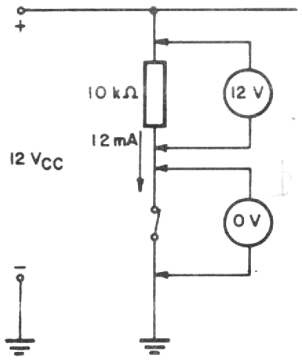


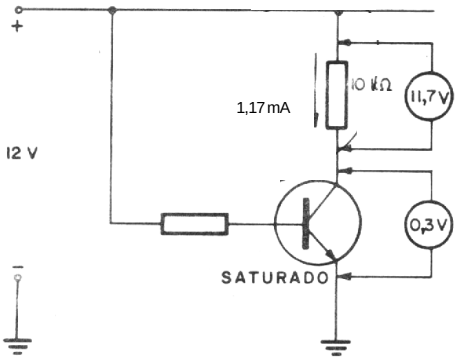
SATURAÇÃO

De forma geral, a saturação de transistores de silício (de sinal) ocorre quando a V_{BE} do transistor ultrapasse os 0,7 V.

A nível de circuito um transistor saturado completamente, se comporta de forma semelhante a um interruptor fechado, de forma que a corrente de coletor é limitado pela alimentação e o valor de RC → Ic SAT = Vcc /RC.

As figuras a seguir comparam o comportamento de um interruptor fechado e de transistor saturado no mesmo circuito.





Conforme mostram as figuras anteriores a semelhança entre **transistor saturado → interruptor fechado** é praticamente perfeito, desde que a saturação do transistor seja completa.

Um transistor completamente saturado se comporta com um interruptor fechado.

Existem circuitos , chamados de circuitos digitais, que só utilizam transistores em corte ou saturação. Pela analogia com o comportamento das chaves, estes circuitos são também denominados de **circuitos de chaveamento**.

Circuitos digitais ou de chaveamento são aqueles que só empregam transistores (ou outros componentes) nos estados de corte ou saturação.

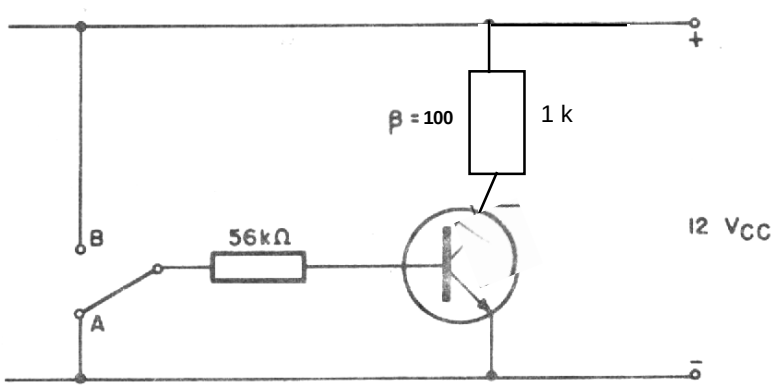
Assim, os circuitos eletrônicos podem ser divididos em dois grandes grupos:

- circuitos analógicos = aqueles em que os componentes ativos podem estar em qualquer condição de funcionamento. São exemplos de circuitos analógicos os amplificadores, as fontes reguladas, etc.

- circuitos digitais = são aqueles em que os componentes ativos trabalhame em chaveamento.

Um transistor pode ser conectado a um circuito de forma que esteja cortado, ora saturado.

O comando do estado do transistor depende fundamentalmente da corrente de base. A figura a seguir mostra o circuito em que o transistor pode estar cortado ou saturado (e em nenhuma outra situação intermediária).



Enquanto a chave estiver na posição A tem-se:

$V_{BE} = 0$
$I_B = 0$
$I_C = I_{CEO}$ (praticamente “0”)
$V_{CE} = V_{CC}$

CORTE

Se a chave passar para a posição B tem-se:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$I_B = 203\mu A$

$I_C = 203\mu A \cdot 100$
$I_C = 20\mu A$

Mas com I_C está limitado ao valor máximo de

$$I_{CMÁX} = \frac{Vcc}{RC} = 12\mu A;$$ tem-se:

$I_B = 203\mu A$
$I_C = I_{CMÁX} = 12\mu A$
$V_{CE} \cong OV$
SATURAÇÃO

É importante observar a importância do valor de R_B para que a saturação seja atingida. Se R_B fosse de 150kΩ os resultados não seriam desejados.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$I_B = 12 - 0,6 /150K$
$I_B = 76\mu A$
$I_C = 76\mu A \cdot 100$
$I_C = 7600\mu A$
$V_{RC} = 76\mu A \cdot 1\ k\Omega$
$V_{RC} = 7,6V0$

$V_{CE} = 4,4V \leftarrow$ REGIÃO ATIVA

Então, um circuito transistorizado pode funcionar como chaveador desde que seja corretamente polarizado para tal.

O multivibrador biestável

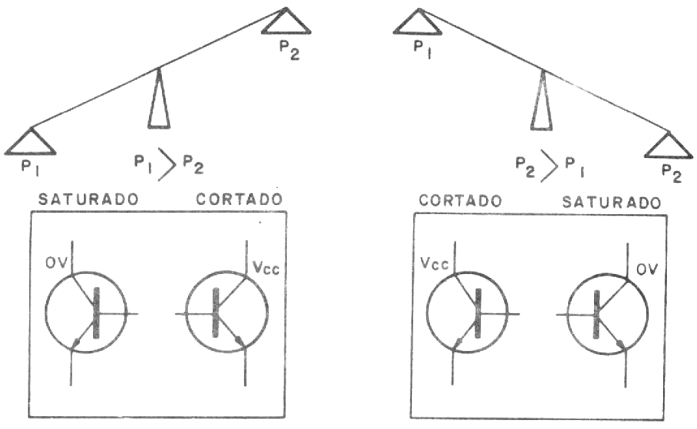
É um circuito eletrônico em que a saída (ou saídas) somente podem assumir dois estados distintos.

O circuito do multivibrador biestável, ou FLIP - FLOP como também é conhecido, é composto basicamente por *dois transistor polarizados de forma a funcionarem em chaveamento.*

Este circuito é construído de tal forma que sempre se tenha:

- Um transistor saturado;
- Outro transistor cortado.

Pode-se dizer que o FLIP FLOP é como uma balança de comparação em que um peso é maior do que o outro, de forma que as duas situações possíveis seriam as mostradas nas figuras.



Funcionamento do multivibrador biestável

O estudo do funcionamento dos vibradores biestáveis pode ser analisado em duas partes distintas:

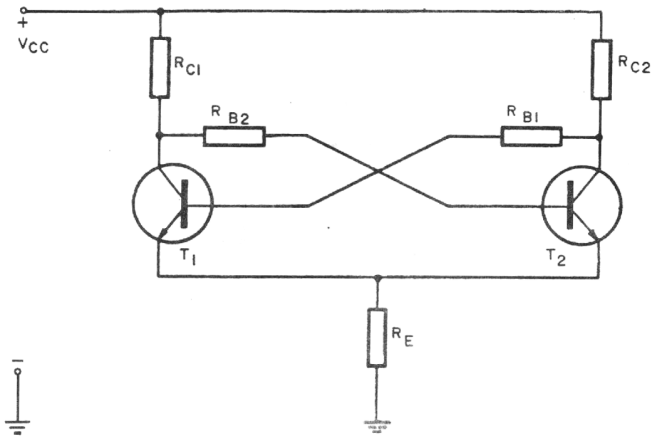
a) condição assumida na alimentação

b) troca de estados

Isto permite estudar o que ocorre a partir do momento em que se aplica tensão ao circuito e depois deste estado inicial.

Condição assumida na ligação

A figura abaixo mostra o circuito do multivibrador biestável.



Observação:

Existe também um circuito de multivibrador biestável que utiliza duas tensões de alimentação, uma positiva e outra negativa. Porém, atualmente, se dá preferência aos circuitos com uma só alimentação.

Antes de passar à análise do funcionamento do multivibrador é necessário observar alguns aspectos importantes, relativos ao seu circuito.

1) As bases dos dois transistores estão polarizadas por corrente de base constante.

R_{C2} + R_{B1} → resistência de base de T_1

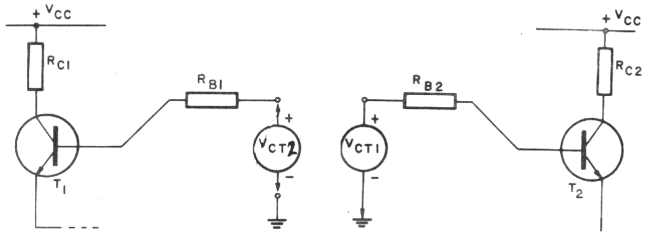
R_{C1} + R_{B2} → resistência de base de T_2

2) A tensão para cada um dos resistores de base de cada transistor provém do coletor do outro transistor.

- a tensão do coletor de T_1 alimenta a base de T_2 através de R_{B2}

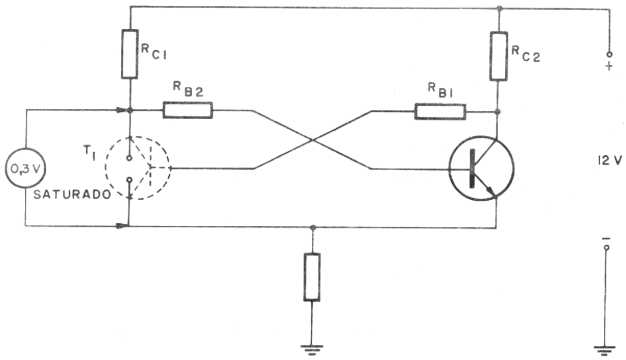
- a tensão do coletor de T_2 alimenta a base de T_1 através de R_{B1}

As figuras abaixo ilustram estas condições.



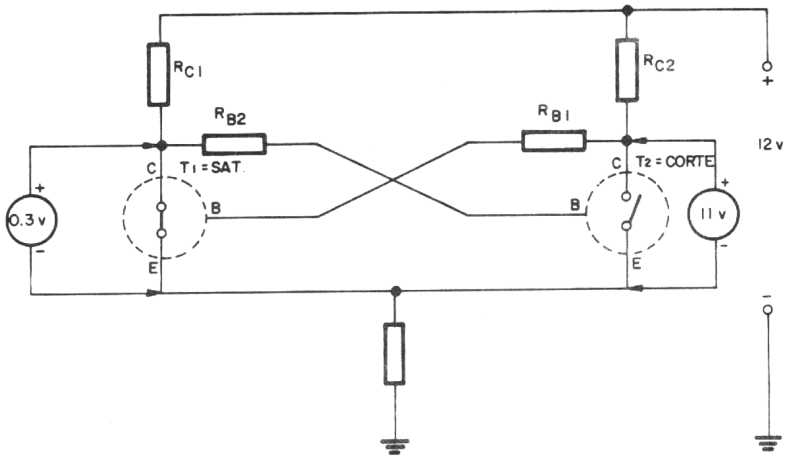
Este tipo de ligação tem uma particularidade. Quando um transistor satura, obriga o outro a cortar.

Por exemplo, se T_1 está saturado comporta-se praticamente como uma chave fechada colocando a zero (ou ≅ 0,3V) a tensão entre base e emissor de T_2.



A tensão de 0,3V aplicada a R_{B2} é insuficiente para alimentar a base T_2, de forma que quando T_1 satura obriga T_2 a cortar.

Por sua vez, T_2 cortado se comporta como uma chave aberta, ficando com a tensão de coletor próximo ao valor da tensão de alimentação.



A tensão alta no coletor de T_2 provoca uma corrente através de R_{B1} que mantém T_1 saturado. O próprio circuito mantém esta condição estável sem a necessidade de interferência externa.

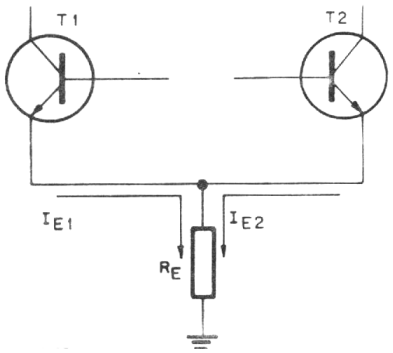
Em resumo neste tipo de ligação:

T_1 satura → T_2 corta

T_2 satura → T_1 corta

É importante também observar que os dois transistores têm o emissor ligado ao mesmo resistor R_E.

Isto também provoca uma "amarração" entre os transistores, o que pode ser mostrado na figura a seguir.



A queda de tensão no resistor de emissor depende das correntes nos dois transistores:

$$V_{RE} = R_E (I_{E1} + I_{E2})$$

Se a corrente de transistor T_1 aumenta, a queda de tensão em R_E também aumenta.

Aumentando V_{RE} a diferença de tensão entre a base 2 e o emissor diminui, ou seja:

$I_{B1}\uparrow$ $I_{E1}\uparrow$ $V_{RE}\uparrow$ $V_{BE2}\uparrow$

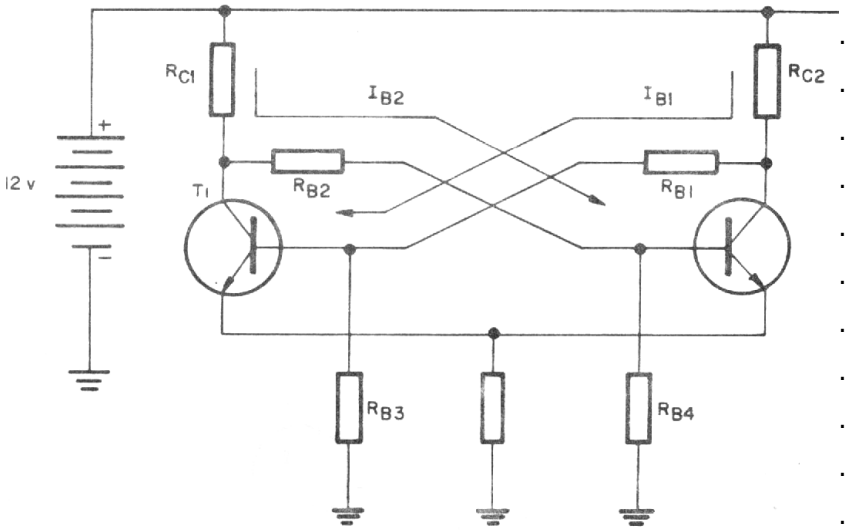
O que faz com que:

$I_{B2}\downarrow$ $I_{C2}\downarrow$ $I_{E2}\downarrow$

O aumento da corrente I_C de um transistor provoca uma diminuição na corrente I_C do outro transistor, de forma que a soma das correntes no resistor de emissor mantém um valor praticamente constante.

No momento em que a alimentação é ligada circulam duas correntes no circuito:

- uma para a base de T_1 através de R_{C2} e R_{B1}
- outra para a base de T_2 através de R_{C1} e R_{B2}



Como normalmente $R_{C1} = R_{C2}$ e $R_{B1} = R_{B2}$ as duas correntes para as bases são iguais.

Considerando-se que é praticamente impossível que os dois transistores tenham o mesmo ganho vamos admitir que T_2 tem ganho um pouco maior que T_1. Logo pode-se afirmar:

$I_{B2} = I_{B1}$
$\beta T_2 > \beta T_1$
$I_{C2} > I_{C1}$

Circulará uma maior corrente em T_2 de forma que o V_{CET2} começará a cair mais rapidamente que o V_{CE} de T_1.

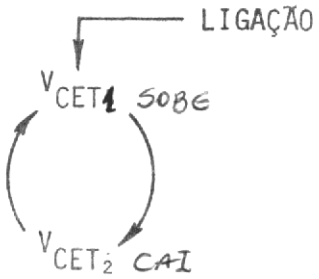
Como os dois transistores estão amarrados pelas bases e pelo emissor, a queda rápida em V_{CET2} faz com que V_{CET1} comece a aumentar.

V_{CET2} | logo V_{CET1} |

Um efeito reforça o outro, pois logo que V_{CET1} começa a subir força-se que:

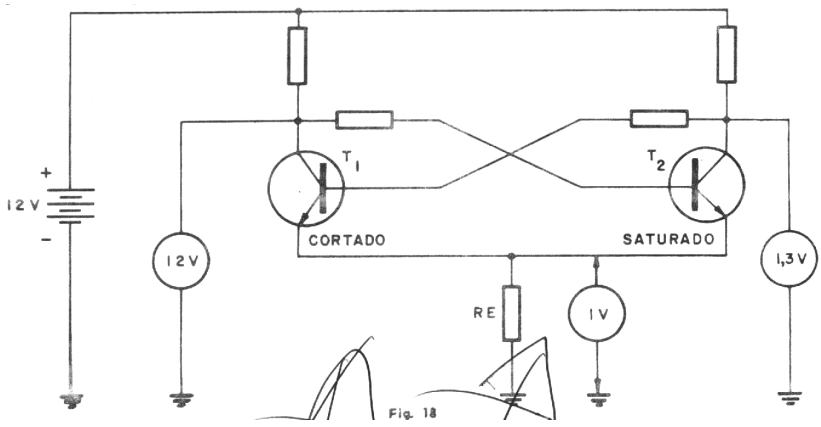
V_{CET1} |
V_{CET2} |

Em resumo cria-se um círculo fechado.



O processo prossegue até que o V_{CET2} atinja o valor mínimo (ficando saturado) e o V_{CET1} atinja o valor máximo (ficando cortado).

A figura abaixo mostra a condição do circuito após a ligação, considerando que T_2 tem ganho maior que T_1.



As tensões no circuito seriam, por exemplo:

V_{CE1} =0,3V V_{RE} = 1V V_{C1} = 1,3V
(entre Coletor de T_1 e Terra)

V_{CE2} = 11V V_{RE} = 1V V_{C2} = 12V

As tensões V_{BE} dos dois transistores serão:

$V_{BET2} \cong 0,7$ a $0,75V$
(tensão para saturação)

$V_{BET1} \cong 0,3V$
(uma vez que a tensão no coletor de T_2 é apenas 0,3V maior que a dos emissores)

Se o transistor T_1 tivesse mais ganho que T_2 a situação seria inversa:

$\beta T_1 > \beta T_2 \rightarrow$ na ligação: T_1 saturado, T_2 saturado

Isto significa que, na partida, sempre será o transistor de maior ganho que irá saturar . se os dois tiverem ganhos iguais ou muito próximos será impossível prever quem irá saturar ou cortar.

Uma vez que um dos transistores satura e o outro corta, a situação dos transistores permanecerá estável enquanto não houver algum estímulo externo.

Ao ser alimentado um multivibrador biestável assume um estado estável que não se altera sem uma interferência externa.

Uma forma de alterar o estado do multivibrador biestável seria curtocircuitar momentaneamente base e emissor do transistor saturado.

Fazendo isto se teria (supondo T_2 inicialmente saturado):

$V_{BE2} = 0$ $I_{C2} = 0$ V_{CE2} |
o que provocaria $\rightarrow V_{CE1}$ |
até que T_1 atingisse a saturação.

Como o circuito é “amarrado” uma vez que T_1 sature, o próprio circuito manteria a nova situação indefinidamente, mesmo que o curto em T_2 seja eliminado.

Por está razão é que o circuito é chamado de biestável ou que tem os dois estados estáveis. Uma vez que o circuito assume uma condição, permanece nela se não houver uma interferência externa.

Métodos de disparo do multivador biestável

O multivador biestável não teria aplicação prática se não houvesse uma forma de alterar o seu estado através de impulsos elétricos.

Existem algumas maneiras através das quais se pode fazer com que haja uma troca de estados, ou seja, fazer com que se invertam as situações de corte e saturação de transistores.

Esta troca de estados é denominada de transição ou disparo.

TRANSIÇÃO ou DISPARO é a denominação empregada para a troca de estados em um dispositivo eletrônico.

Existem vários métodos para provocar uma transição em um biestável, dentre os quais serão analisados dois:

a) disparo pelo emissor

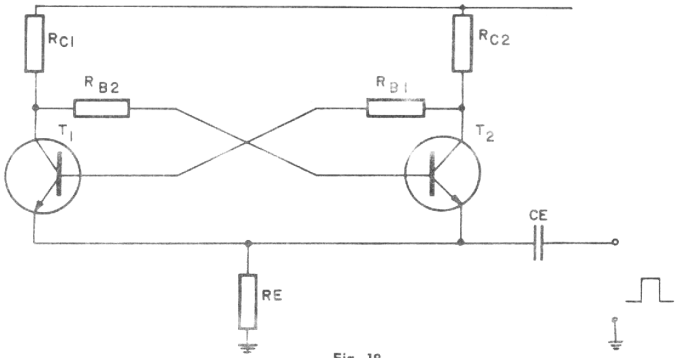
b) disparo pela base

Os dois métodos de disparos que serão analisados são denominados de simétricos porque provocam a transição qualquer que seja o estado inicial, assumido pelo multivibrador biestável.

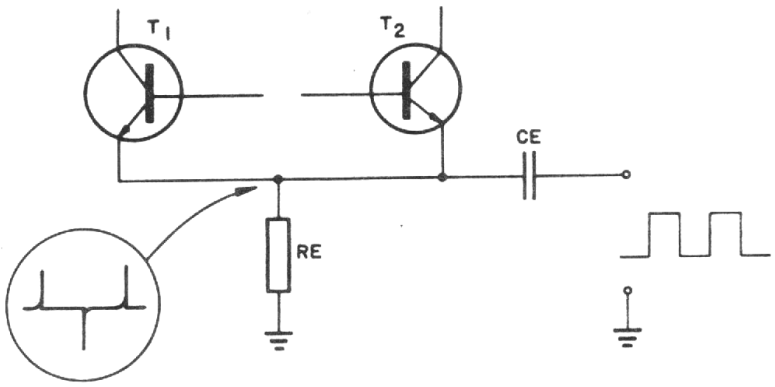
a) Disparo pelo emissor

A transição do multivibrador biestável pode ser provocada através dos emissores dos transistores, acrescentando-se um

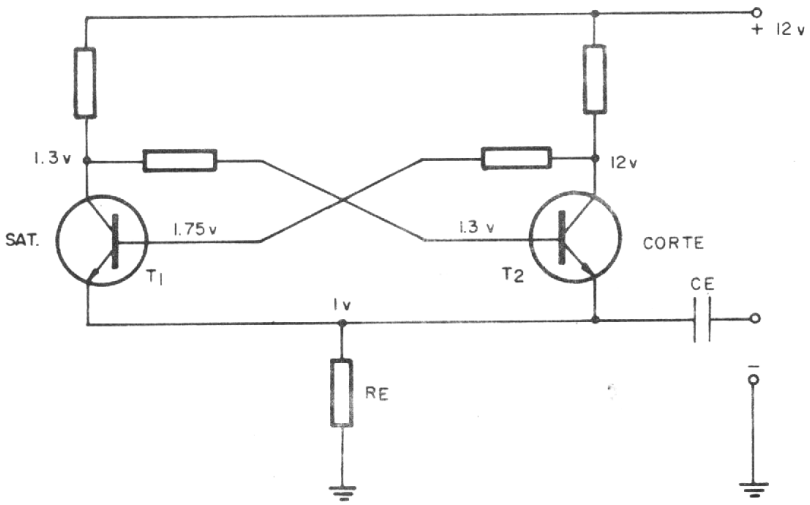
capacitor ao circuito original, através do qual serão aplicados os pulsos que provocarão a transição.



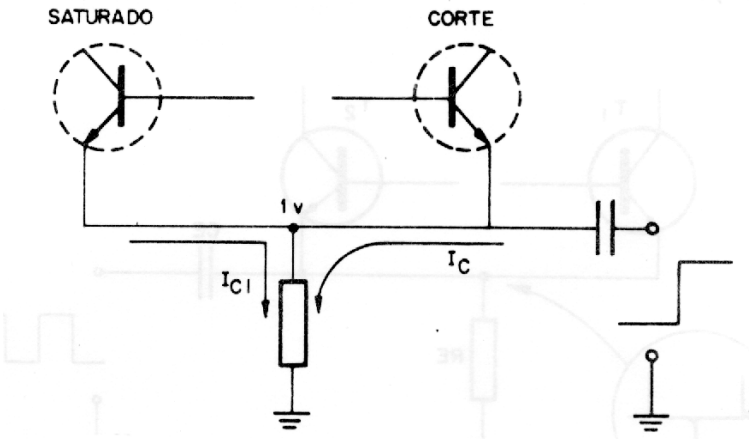
O circuito formado por C_E e R_E é um diferenciador que dará origem a pulsos de tensão nos emissores dos transistores quando for aplicada uma onda quadrada na entrada (conforme figura abaixo).



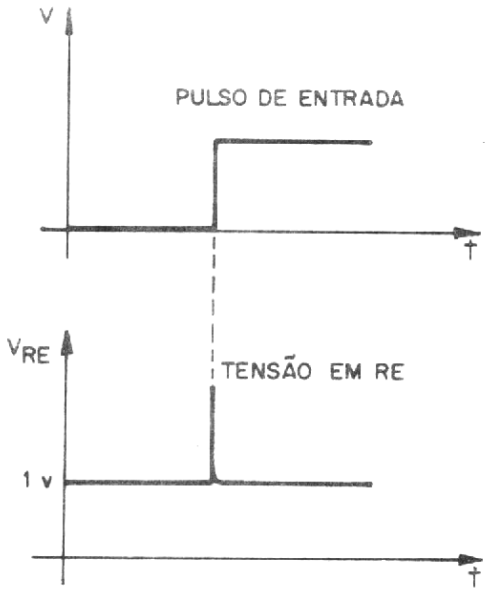
A razão pela qual esses pulsos diferenciadores provocam a transição no biestável pode ser compreendida tomando como ponto de partida que T_1 está saturado e T_2 cortado (figura abaixo).



Quando se aplica uma transição positiva ao capacitor, a corrente de carga circula através de R_E.



Com o acréscimo da corrente do capacitor a tensão no resistor sofre um aumento instantâneo.



A diferença de tensão entre base e emissor do transistor que está saturado diminui devido ao acréscimo na tensão do emissor.

T_1 → antes do pulso
T_1 → durante do pulso

V_{B1} = 1,75V
V_{B1} = 1,7V

V_E = 1V
V_E |

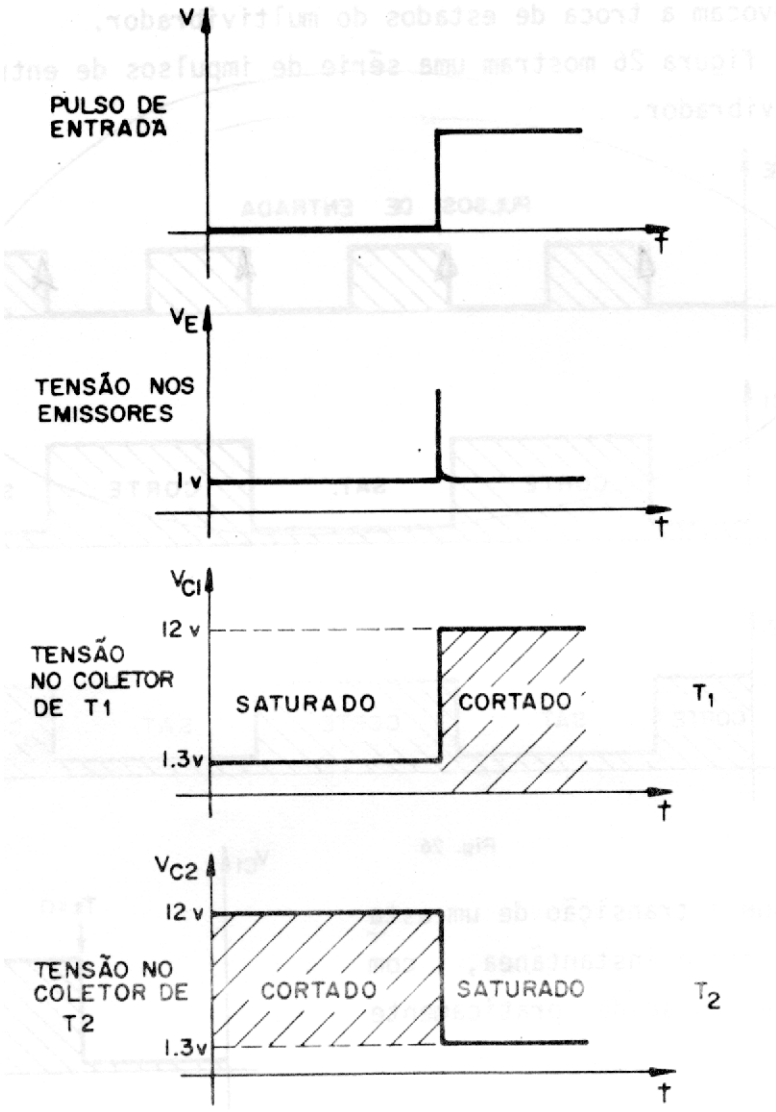
Logo:

$V_{BE} = 0{,}75V$

V_{BE} |

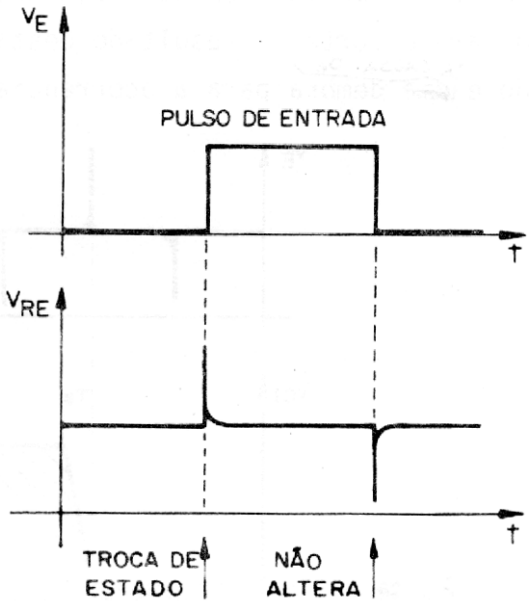
Dependendo da amplitude da agulha no emissor, o V_{BE} do transistor saturado é levado a zero fazendo com que o transistor saia da saturação para o corte. O outro transistor que estava cortado é levado a saturação.

Os gráficos da figura ilustram o comportamento do circuito.



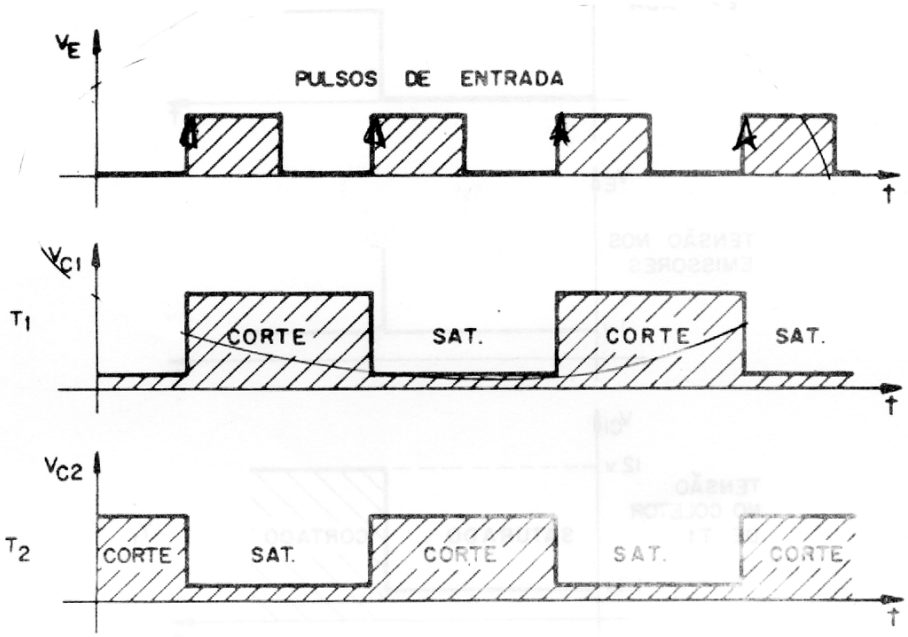
A transição de subida na entrada provoca o disparo do biestável fazendo um a troca de estados.

A transição de descida descarrega o capacitor, provocando um pulso negativo no resistor do emissor. Este decréscimo na tensão dos emissores **não altera o estado biestável** porque provoca um aumento no V_{BE} do transistor que está saturado.

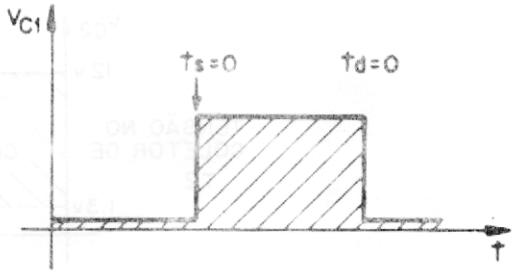


Pelo que foi descrito, verifica-se apenas as transições positivas do pulso de entrada provocam a troca de estados do multivibrador.

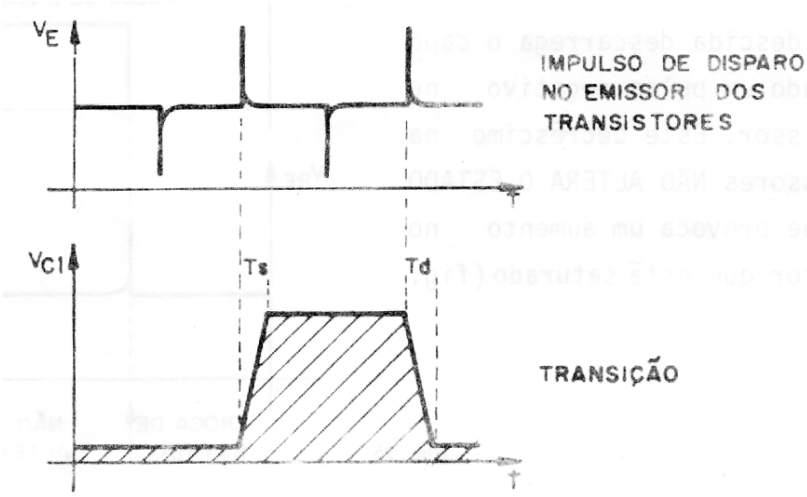
Os gráficos da figura mostram uma série de impulsos de entrada e o comportamento do multivibrador.



O ideal seria que a transição de um estado para o outro fosse instantânea, com tempos de subida e descida praticamente nulos.

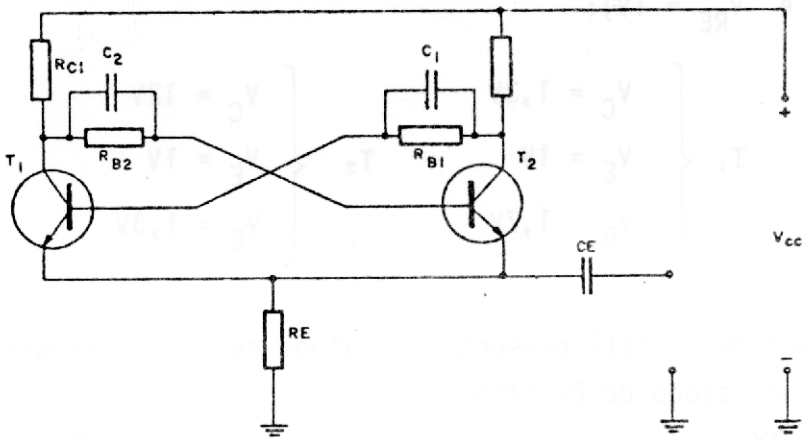


Entretanto, o transistor que está saturado, tem um grande acúmulo de portadores na base, o que faz com que seja necessário algum tempo para que saia de saturação para o corte. O resultado desta carga armazenada na base do transistor saturado é a causa da demora para a ocorrência da transição completa.



A velocidade de transição pode ser aumentada acrescentando-se um capacitor em paralelo com cada um dos resistores de base do multivibrador. Estes capacitores são denominados de capacitores de aceleração ou comutação.

A figura mostra o circuito do biestável com os capacitores de comutação.

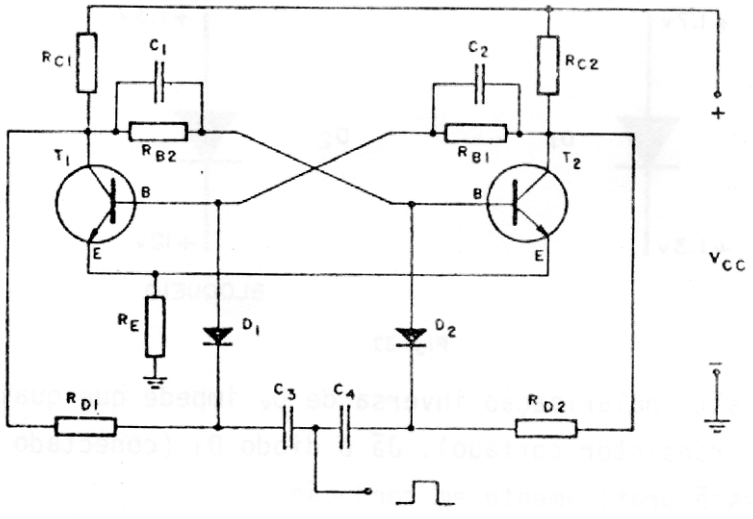


Estes capacitores provocam a retirada rápida das cargas armazenadas na base do transistor saturado causando uma diminuição nos tempos de subida e descida das transições.

Os capacitores de comutação permitem uma transição mais rápida entre os estados no multivibrador biestável.

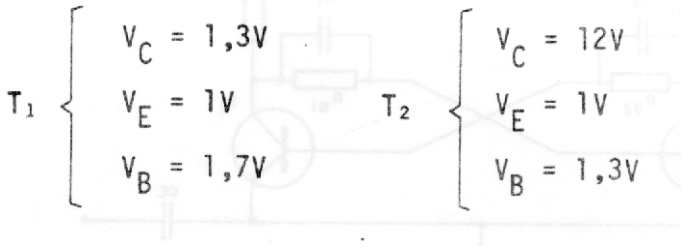
B) Disparo pela base

O circuito de disparo pela base utiliza-se de uma rede diferenciadora acrescida de um diodo em cada transistor.

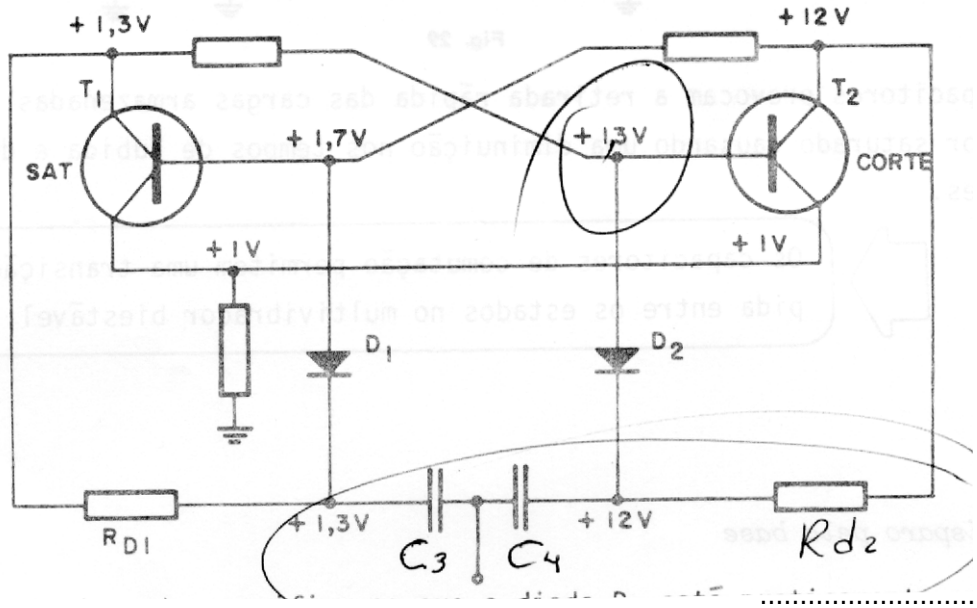


O circuito de gatilhamento é composto pelos capacitores C_3 e C_4, diodos D_1 e D_2 e resistores R_{D1} e R_{D2}.

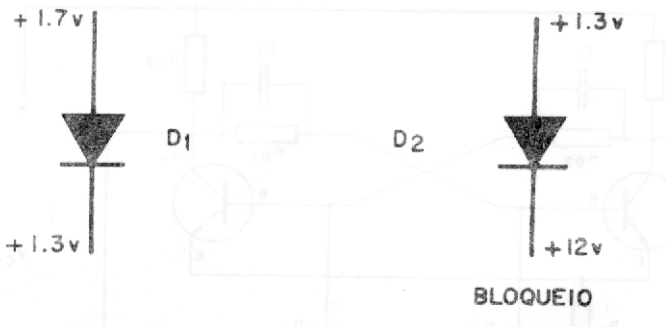
Considerando T1 saturado e T2 cortado, as tensões nos transistores são (considerando V_{CC} = 12V e V_{RE} = 1V):



A tensão no coletor de T_1 está presente no cátodo de D_1 e a tensão no coletor de T_2 está presente no cátodo de D_2.



Observando atentamente, verifica-se que o diodo D_1 está praticamente em condução enquanto o diodo D_2 está completamente bloqueado.

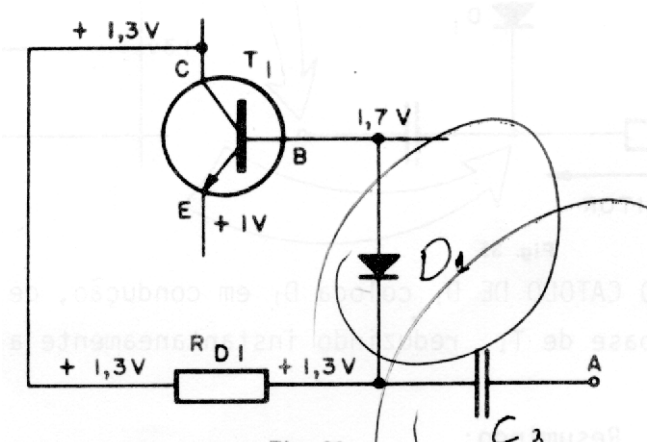


Nesta situação, a alta polarização inversa de D_2 impede que qualquer impulso chegue a base de T_2 (transistor cortado) . Já o diodo D_1 (conectado à base do transistor saturado) está praticamente em condução.

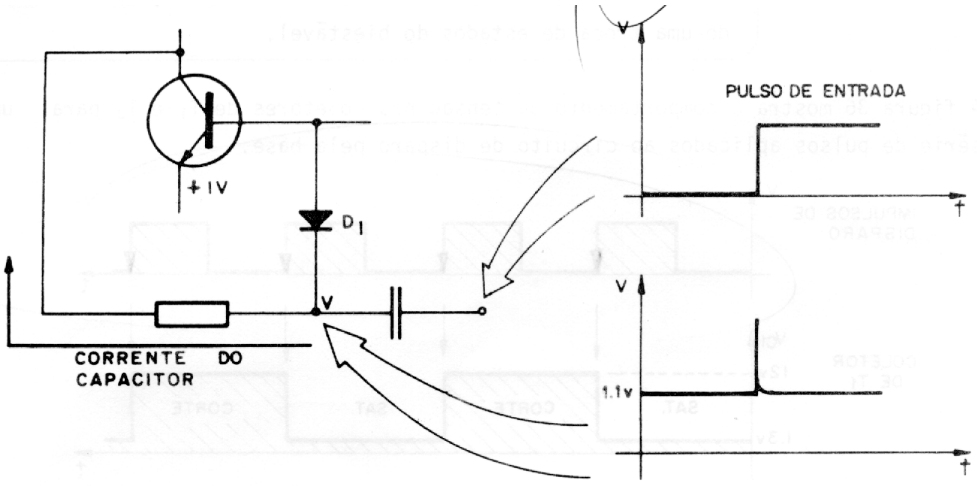
Quando for aplicado um impulso à entrada de disparo, ele será direcionado apenas para o transistor saturado.

Nos circuitos de disparo, pela base,
o impulso de disparo é sempre
enviado à base do transistor que está saturado.

É necessário analisar como o transistor saturado reagirá ao impulso de disparo. Tomando como ponto de partida as condições do transistor saturado, conforme mostra a figura.



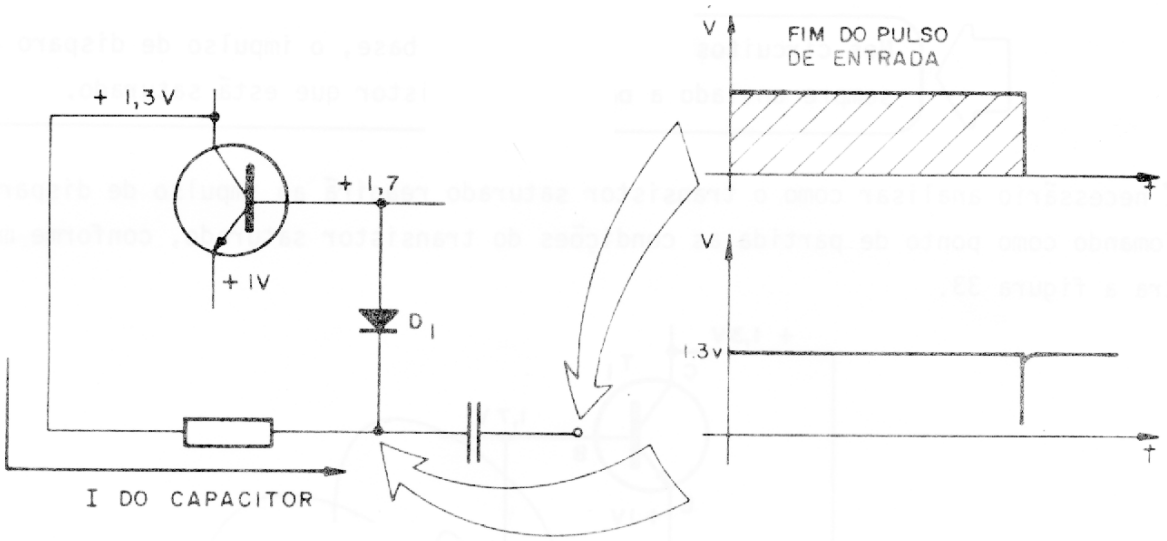
Durante a subida do pulso de disparo, a tensão do ponto A (figura anterior) torna-se mais positiva. Gera-se uma agulha positiva no cátodo de D1 devido a corrente de carga do capacitor através de R_{D1}.



O diodo D_1 que estava quase conduzindo, recebe um **impulso positivo no cátodo**, o que faz com que ele fique mais polarizado inversamente.

Conclui-se que a transição positiva no disparo **não altera a condição do circuito**.

Na transição negativa, a corrente do capacitor circula em sentido contrário, gerando um pulso negativo no cátodo de D_1.



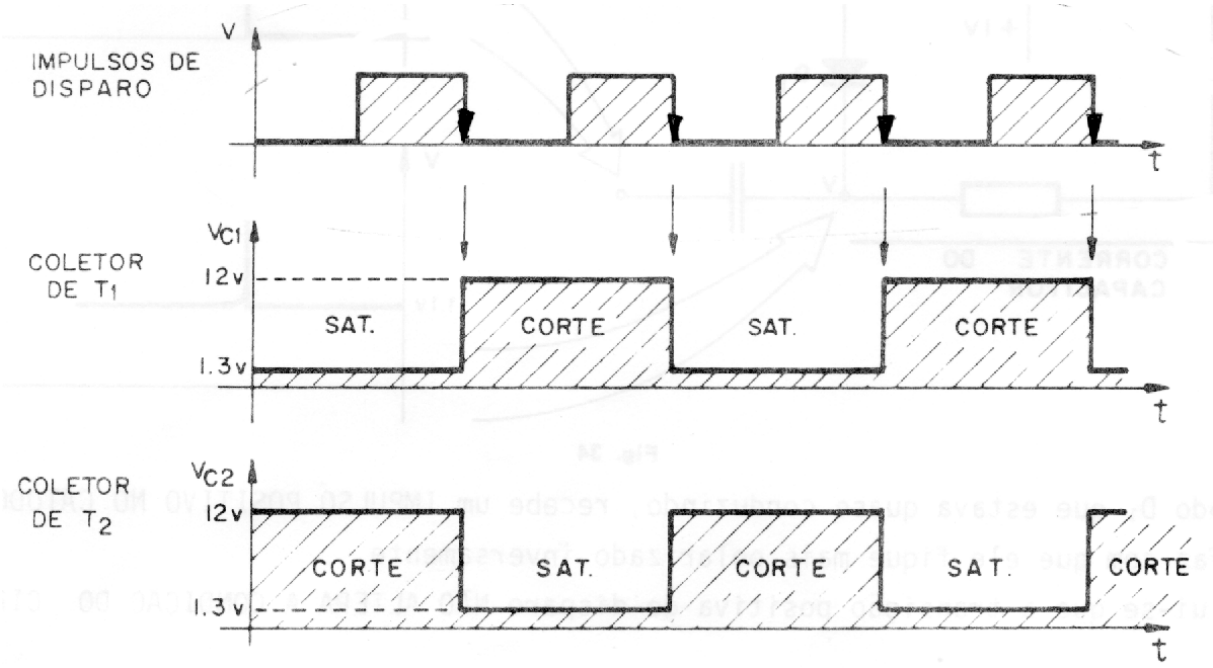
O pulso negativo no cátodo de D_1 coloca D_1 em condução, de forma que provoca um pulso negativo na base de T_1, reduzindo instantaneamente a tensão de base e levando T_1 ao corte.

Resumindo:

O pulso negativo passa através de D_1, chega a base e leva T_1 da saturação ao corte.

Logo, a cada transição negativa do pulso de disparo o transistor saturado irá para o corte e vice versa, caracterizando uma troca de estados de biestável.

A figura a seguir mostra o comportamento da tensão nos coletores de T_1 e T_2 para uma série de pulsos aplicados ao circuito de disparo pela base.

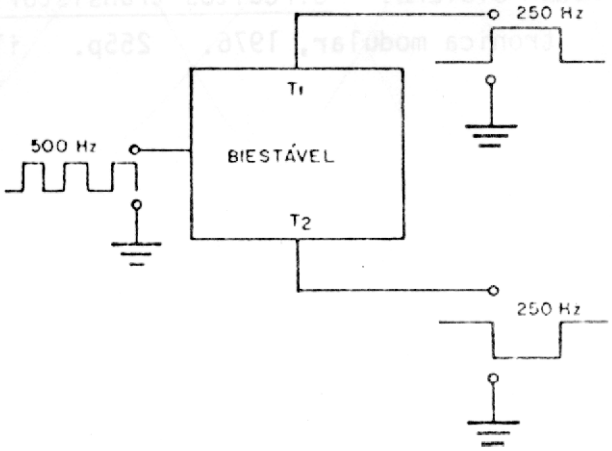


Comparando a forma de onda de entrada e do coletor de T_1 ou T_2, verifica-se que 4 pulsos de entrada (4 transições positivas e 4 negativas) na entrada provocam 2 pulsos no coletor de T_1 e 2 pulsos no coletor de T_2.

A saída de um dos coletores fornece pulsos cuja freqüência é exatamente a metade da freqüência dos pulsos de disparo.

A freqüência dos pulsos no coletor de um dos transistores do multivibrador, é a metade da freqüência dos pulsos de disparo. O multivibrador biestável é um divisor de freqüências por 2.

Esta é uma das aplicações mais usadas do multivibrador biestável.



MULTIVIBRADOR MONOESTÁVEL

Introdução

Este fascículo tratará do multivibrador monoestável. Você não conhece o circuito, mas certamente já esteve “as voltas” com ele.

Quando você vai, à noite, visitar um amigo que mora em um prédio de apartamentos, os corredores estão escuros. Você imediatamente procura a chave que aciona “luz das escadarias” . quando você aciona a chave, as lâmpadas acendem e após algum tempo voltam a apagar, permanecendo apagadas a menos que alguém volte a acionar a chave.

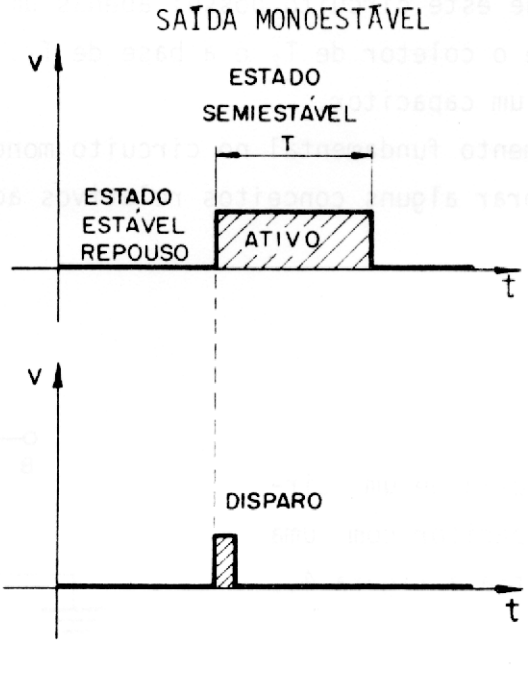
Pois o circuito que comanda estas lâmpadas se comporta exatamente como multivibrador monoestável.

O objetivo deste fascículo é que você entenda como funciona o circuito básico capaz de executar este tipo de trabalho.

Multivibrador monoestável

O multivibrador monoestável é um circuito que possui um estado estável (permanente) e outro semi- estável que dura apenas algum tempo.

O circuito monoestável permanece no seu estado estável enquanto não houver um estímulo externo. Quando há um pulso de disparo o circuito troca de estado durante algum tempo e depois retorna sozinho ao estado estável.

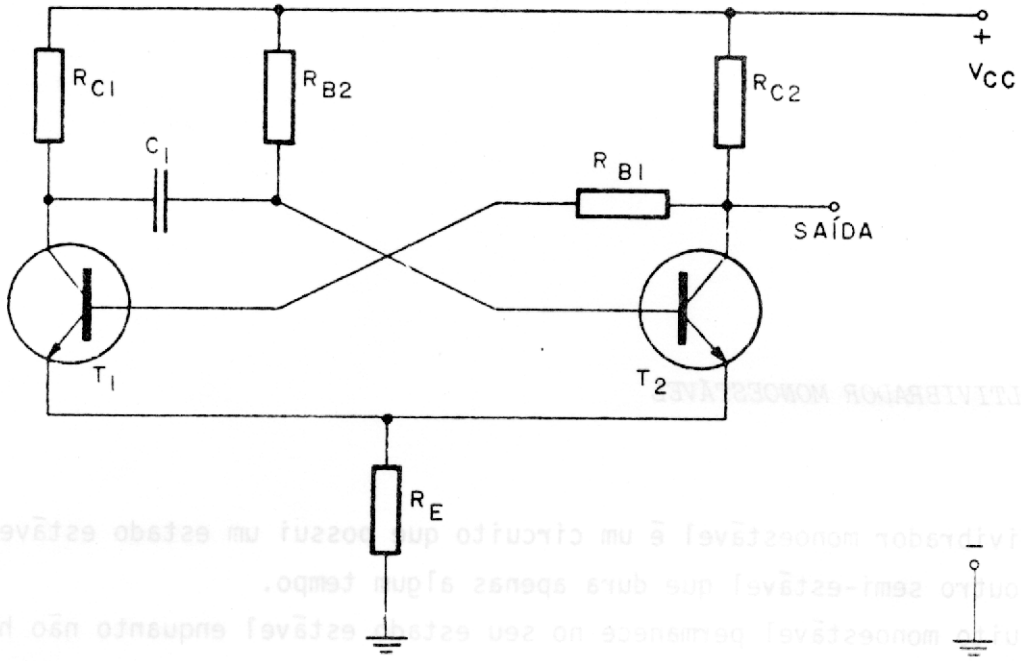


IMPULSO DE DISPARO

Impulso de disparo

O tempo de permanência no estado instável (tempo T na primeira figura acima) depende dos valores dos componentes do circuito.

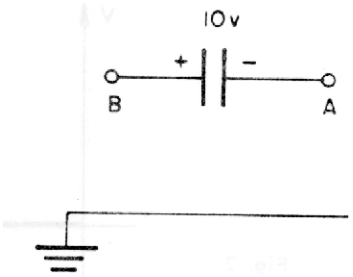
A figura a seguir mostra um circuito típico do multivibrador monoestável alimentado apenas por uma tensão CC (existem monoestáveis com alimentação simétrica).



É importante observar que este circuito possui apenas um elo de realimentação, puramente resistivo, entre o coletor T_2 e a base de T_1. O outro elo de realimentação ocorre através de um capacitor.

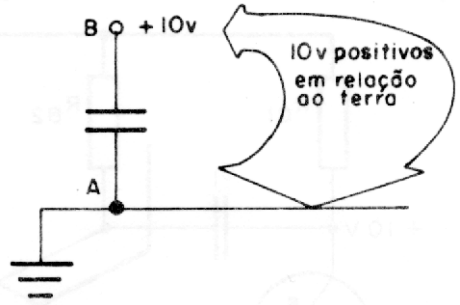
O capacitor C_1 é um elemento fundamental no circuito monoestável, razão pela qual se faz necessário relembrar alguns conceitos relativos ao potencial relativo.

Supondo que tenha a terra de um circuito eletrônico e um capacitor com uma ddp de 10V, conforme mostra a figura.

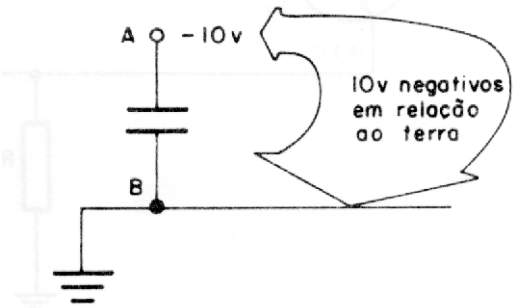


O terra é, por definição, o potencial de referência de qualquer circuito.

Se o lado A do capacitor carregado for conectado ao terra, o lado B terá um potencial de 10V positivo em relação ao terra.

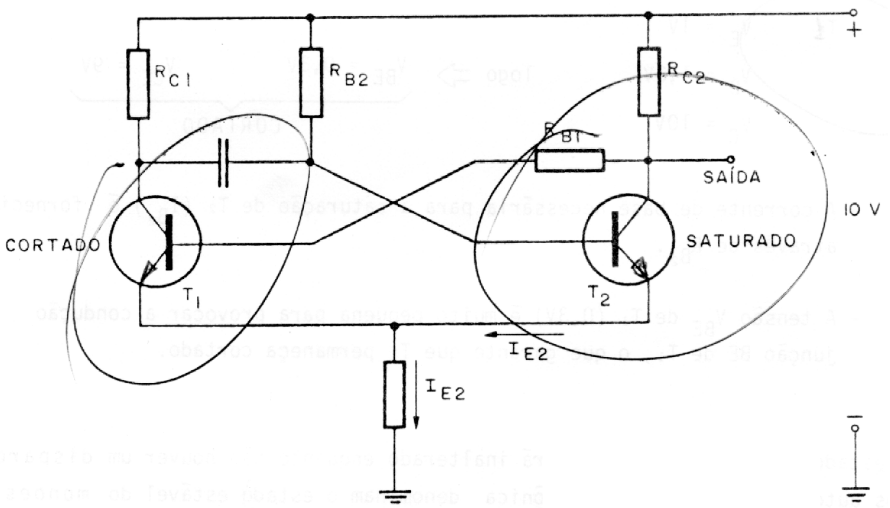


Por outro lado, se o lado B do capacitor (lado positivo) for conectado ao terra o lado A ficará 10V negativos em relação ao terra.

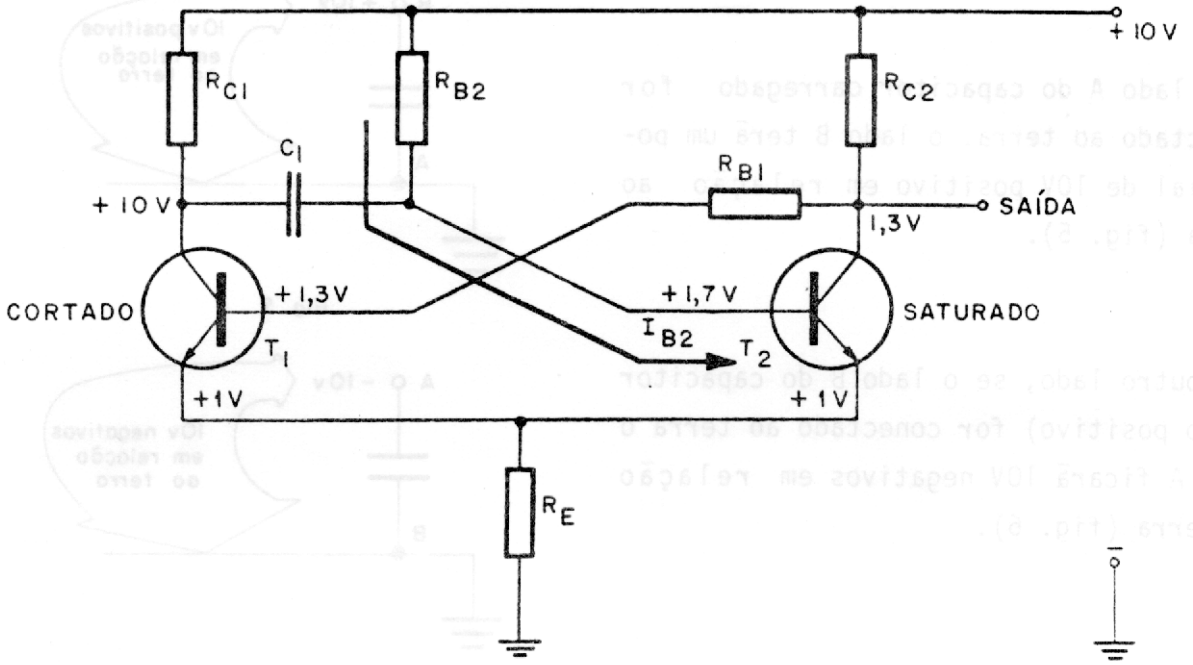


Uma vez revisado este aspecto pode-se então passar à análise nos princípios de funcionamento do multivibrador monoestável.

Como não é possível garantir o estado inicial do monoestável a partir da alimentação, será tomada como ponto de partida a condição estável. Esta condição é, na figura a seguir, T_2 saturado e T_1 cortado.



Admitindo-se que a corrente de emissor do transistor saturado (T_2) provoque uma queda de tensão de 1V, as tensões do circuito em relação ao terra, na condição estável, seriam as mostradas na figura abaixo.



Os pontos importantes a observar são:

T_2 :

$V_E = 1V$

$V_B = 1{,}7V$

$V_C = 1{,}3V$

logo $\Rightarrow$ $V_{BE} = 0{,}7V$ $V_{CE} = 0{,}3V$

SATURADO

T_1 :

$V_E = 1V$

$V_B = 1{,}3V$

$V_C = 10V$

logo $\Rightarrow$ $V_{BE} = 0{,}3V$ $V_{CE} = 9V$

CORTADO

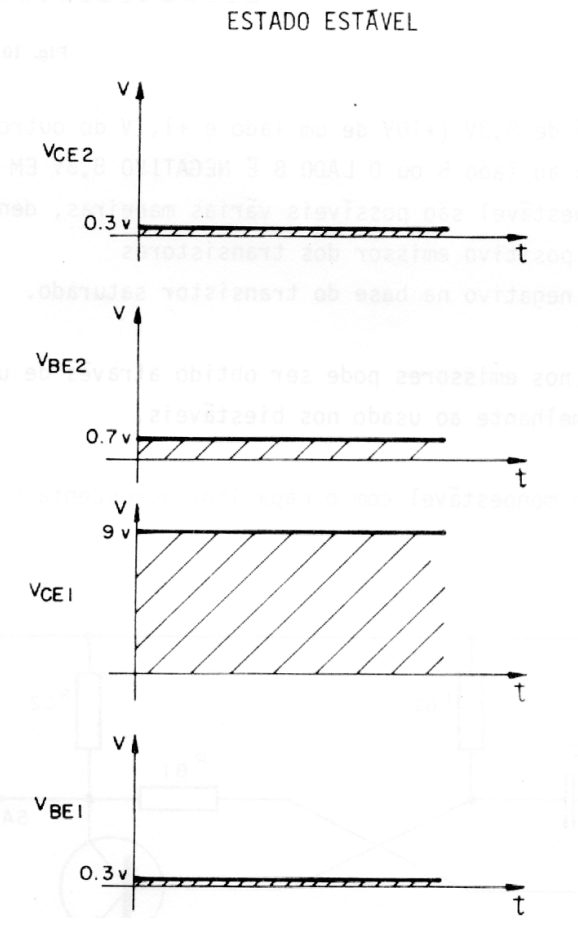
- A corrente de base necessária para a saturação de T_2 (I_{B2}) é fornecida através de R_{B2}.

- A tensão V_{BE} de T_1 (0,3V) é muito pequena para provocar a condução na junção BE de T_1, o que garante que T_1 permaneça cortado.

Este estado é estável e permanecerá inalterado enquanto não houver um disparo. Alguns autores de livros de eletrônica denominam o estado estável de monoestável como **estado de repouso**.

Um multivador monoestável permanece no estado de repouso enquanto não receber um impulso de disparo externo.

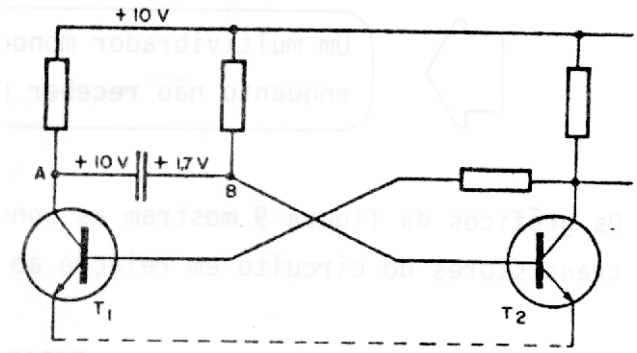
Os gráficos da figura abaixo mostram as condições das duas bases e dois coletores dos transistores do circuito em relação ao terra.



Disparo do monoestável

O disparo é responsável pela passagem do monoestável para o estado semi- estável.

Antes de estudar o comportamento do disparo é fundamental observar a condição de C_1 no circuito.



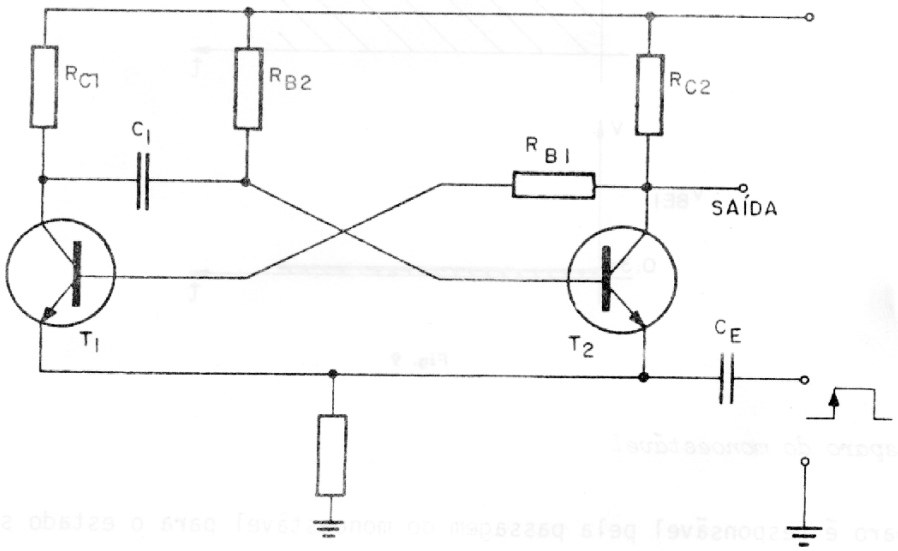
A ddp no capacitor é de 8,3V (+10V de um lado e +1,7V do outro). O lado A é 8,3V positivos em relação ao lado B ou o lado B é negativo 8,3V em relação ao lado A.

Para disparar o monoestável são possíveis várias maneiras, dentre elas:

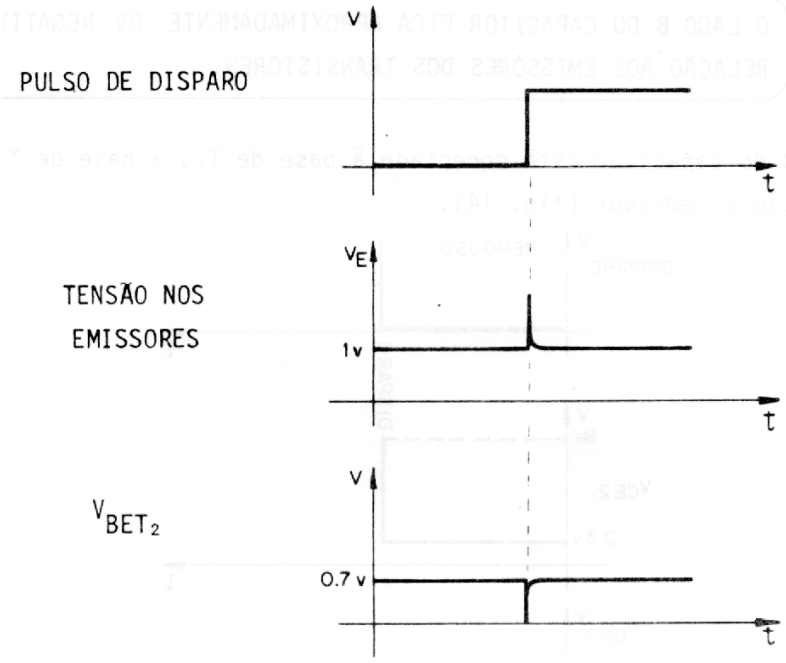
- Um impulso positivo emissor dos transistores
- Um impulso negativo na base do transistor saturado

Um impulso positivo nos emissores pode ser obtido através de um circuito diferenciador, de forma semelhante ao usado nos biestáveis.

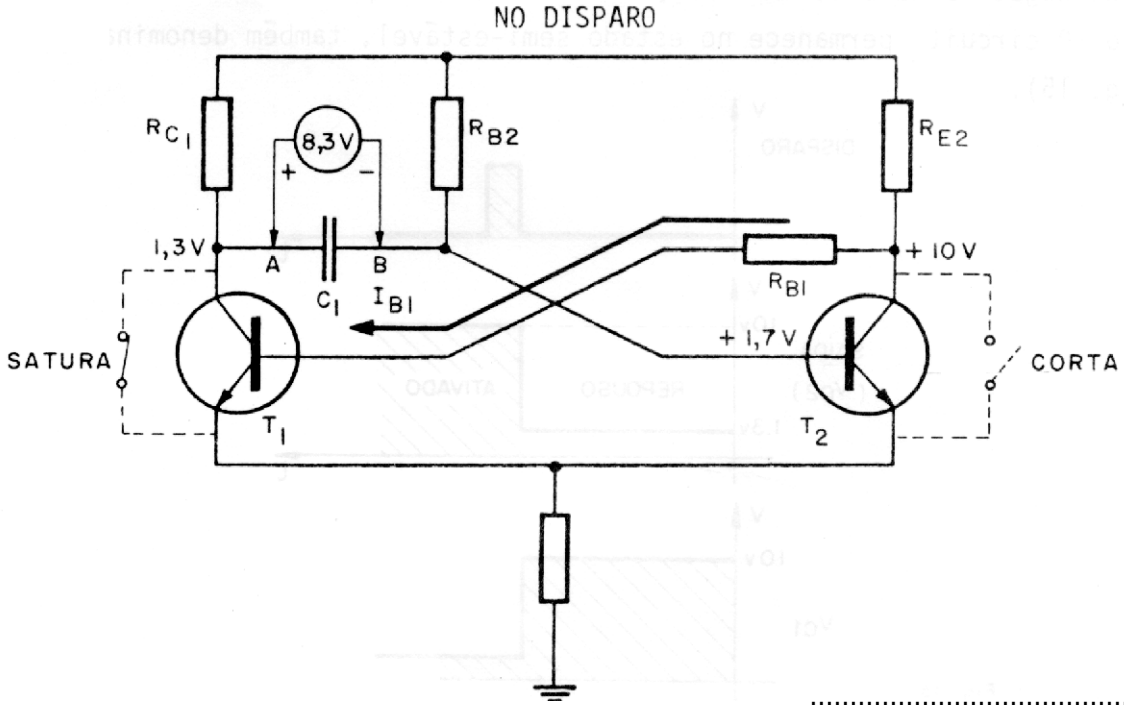
A figura a seguir mostra o monoestável com o capacitor acrescentado para a entrada do pulso de disparo.



Na transição positiva o diferenciador provoca um impulso positivo nos emissores dos transistores. O súbito aumento na tensão do emissor faz com que V_{BE} de T_2 caiai instantaneamente a zero.



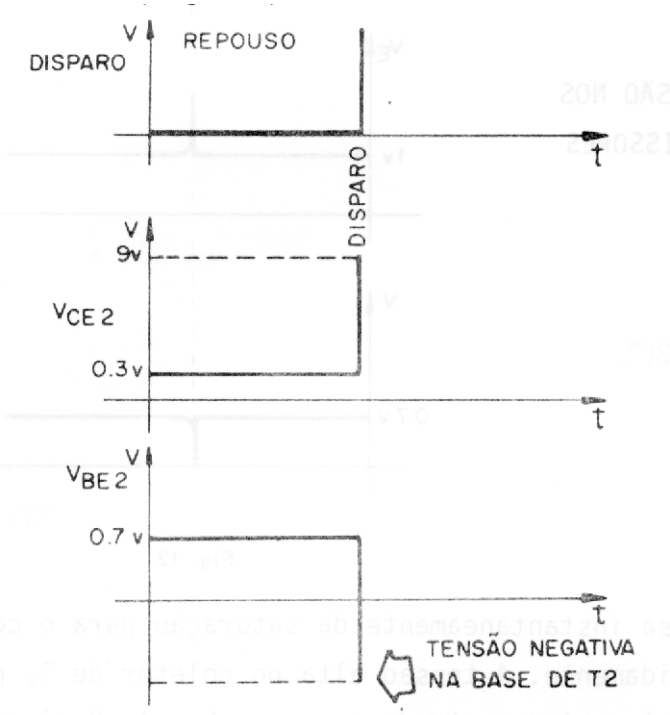
O transistor T_2 passa instantaneamente da saturação para o corte, de forma que o seu V_{CE} aumente rapidamente. A tensão alta no coletor de T_2 provoca uma corrente de base em T_1 que satura (comportando-se como chave). O circuito troca de estado.



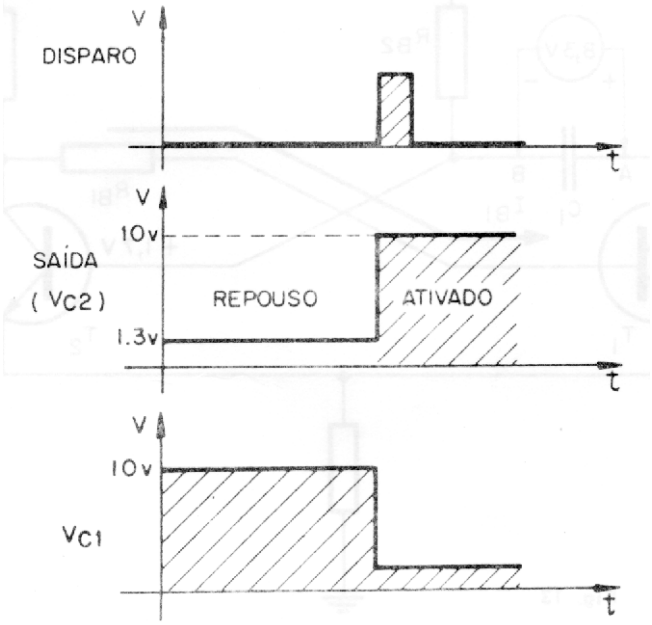
Como o impulso de disparo é de curta duração, o circuito tenderia a voltar imediatamente ao seu estado estável. Entretanto, ao saturar o transistor T_1 conecta o lado A do capacitor aos emissores.

O lado B do capacitor fica aproximadamente 8V negativos em relação aos emissores dos transistores.

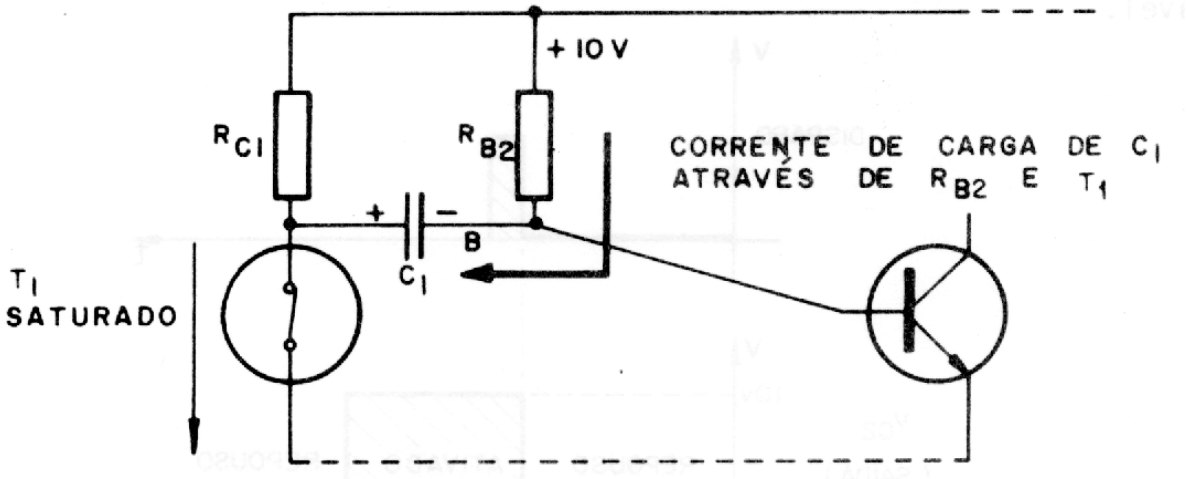
Como o lado B do capacitor está conectado à base de T_2, a base de T_2 fica negativa em relação ao emissor.



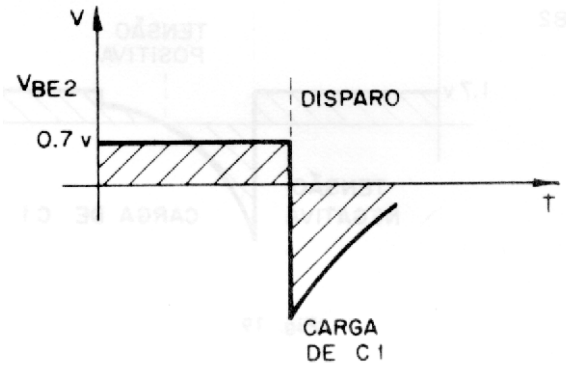
A tensão negativa na base mantém T_2 em corte mesmo após o término do impulso de disparo. O circuito permanece no estado semi-estável, também denominado de “ativado” (figura abaixo).



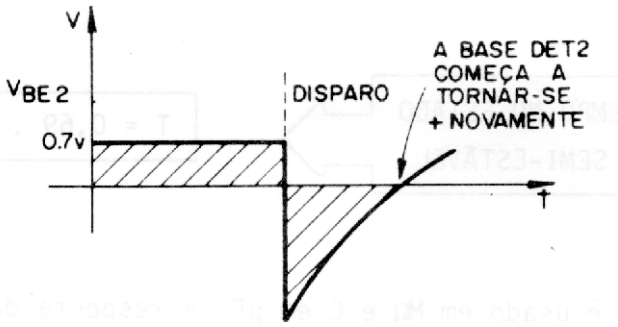
O tempo que o monoestável permanece ativado, depende do capacitor C_1 e do resistor R_{B2}, porque assim que T_1 satura, C_1 começa a carregar positivamente através de R_{B2} (figura a seguir).



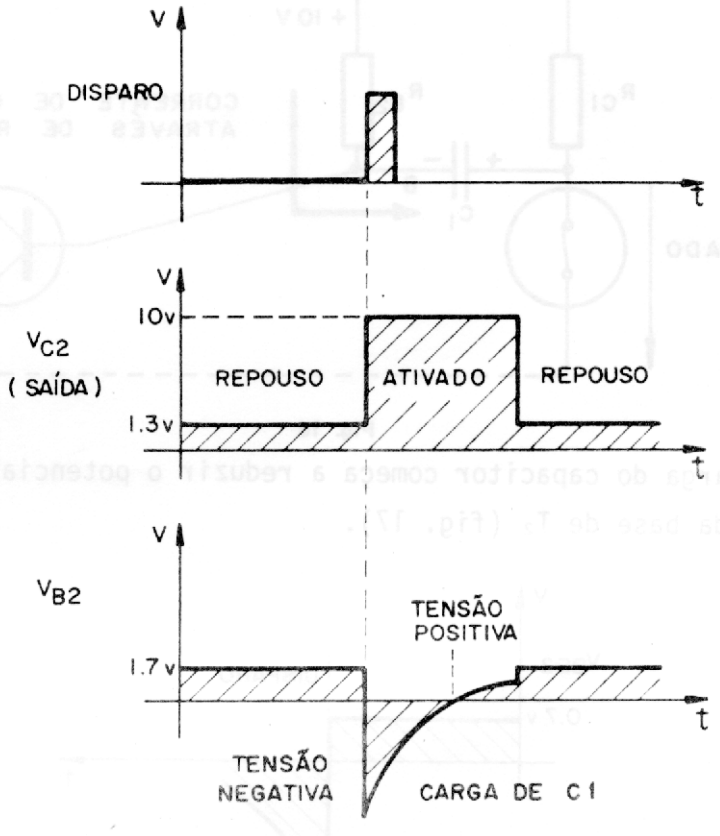
A corrente de carga do capacitor começa a reduzir o potencial negativo do lado B de C_1 e também da base de T_2.



Após algum tempo, o potencial do lado B do capacitor chega a zero e começa a tornar-se positivo novamente.



Quando o lado B do capacitor atinge um potencial de 1,5V aproximadamente, a base de T_2 é = 0,5V positivo em relação ao emissor, T_2 começa a conduzir novamente, cortando T_1. O circuito volta instantaneamente ao estado estável. Os gráficos da figura mostram as tensões em relação ao terra durante um ciclo completo do monoestável.

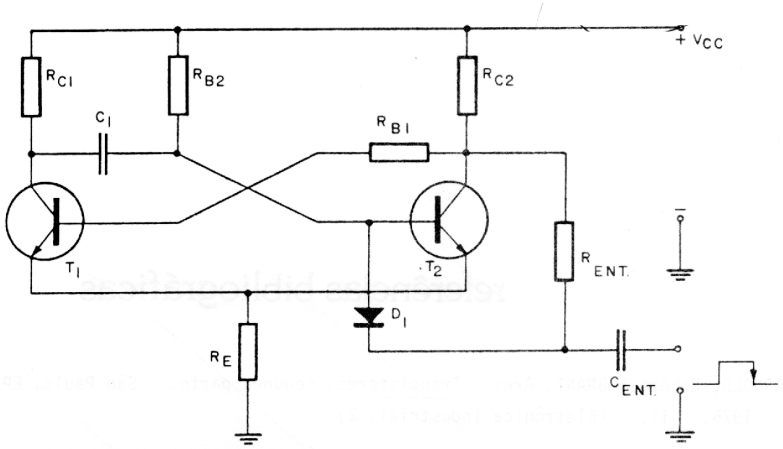


O tempo de permanência ativado é independente da largura do impulso de disparo, dependendo apenas ao tempo C_1 leva para carregar após o disparo.

Como o tempo de carga de C_1 depende do seu valor e da resistência que limita a carga, a equação que define o tempo de permanência no estado semi estável é:

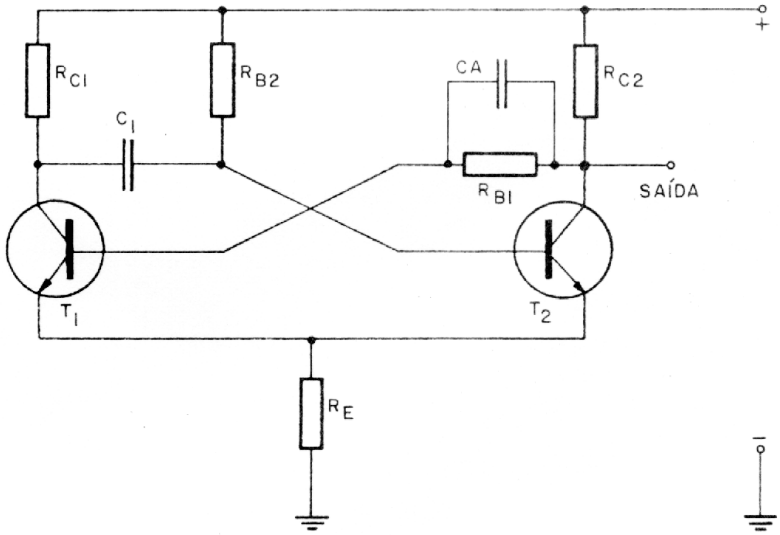
Tempo no estado semi-estável → T = 0,69 . R . C

Se, na equação, R é usado em M Ω e C em μF, a resposta da equação é dada em segundos.



Esta forma de disparo é semelhante a utilizada para o disparo simétrico do biestável, provocando a transição na borda de descida do impulso do disparo.

É comum aparecer no multivibrador monoestável um capacitor de aceleração, conforme mostra a figura abaixo, cuja a função é diminuir os tempos de transição do circuito.



MULTIVIBRADOR ASTÁVEL

Introdução

Nos fascículos anteriores foram estudados os multivibradores biestáveis e monoestáveis. no ensaio desses circuitos foi utilizado um gerador de onda quadrada para a obtenção dos impulsos de disparo.

Este fascículo tratará do multivibrador astável cuja principal utilização é justamente gerar uma onda quadrada semelhante a fornecida pelo gerador de funções para os ensaios anteriores.

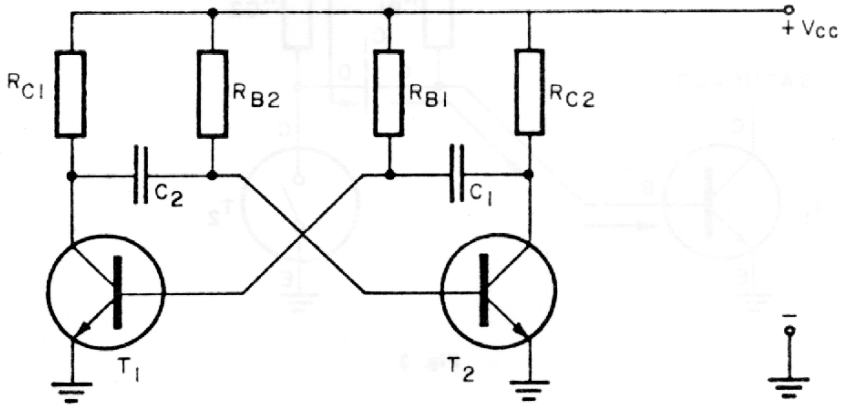
O astável é largamente empregado nesta função, principalmente em circuitos digitais como relógios, calculadoras, etc., o que demonstra a importância de compreender o seu funcionamento e conhecer as suas características.

Multivibrador astável

O multivibrador astável é um circuito que possui dois estados semi-estáveis. Em outras palavras, o circuito assume uma condição durante algum tempo e depois passa para o outro estado durante outro intervalo de tempo. Isto ocorre sem a necessidade de estímulos externos.

O multivibrador astável é um circuito eletrônico em que existe uma constante troca de estado dos transistores sem a necessidade de estímulos externos.

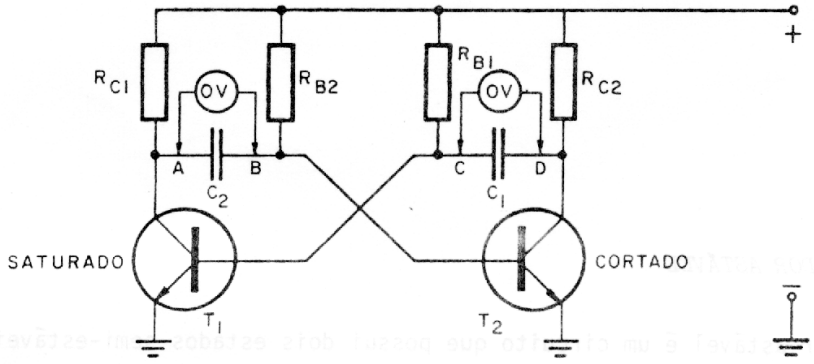
A figura mostra o circuito típico de um multivador astável.



Princípio de funcionamento do multivador astável

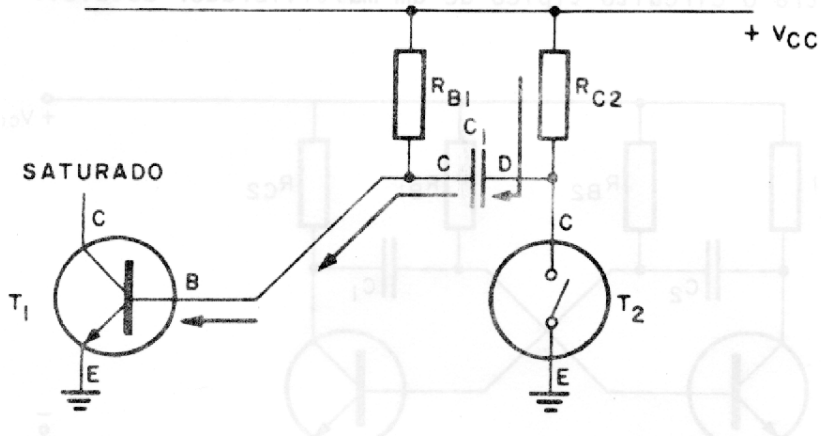
Não é possível prever o estado inicial do astável após a alimentação. Por esta razão serão tomadas como condições iniciais:

- T_1 saturado e T_2 cortado
- Capacitores C_1 e C_2 descarregados (figura abaixo)



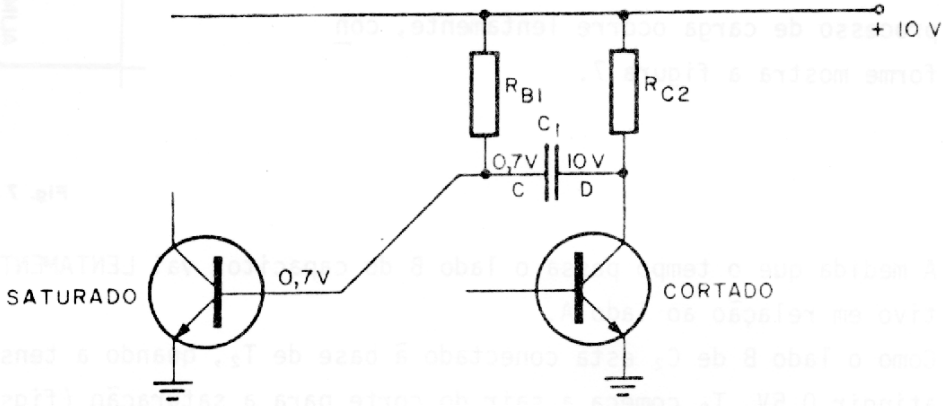
O transistor T_2 cortado se comporta como um interruptor aberto. O lado 0 do capacitor C_1 está conectado ao pólo positivo da fonte através de R_{C2} e o lado C ao terra através da junção base-emissor de T_1. O capacitor C_1 começa a se carregar.

A figura mostra o caminho percorrido pela corrente de carga C_1, representando T_2 (cortado) como um interruptor aberto.

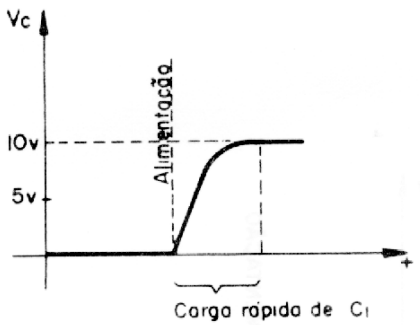


Como os resistores de coletor têm valor baixo (tipicamente centenas de ohms ou alguns kΩ) e a junção base – emissor em condução também, a carga de C_1 ocorre rapidamente. A tensão no coletor do transmissor cortado atinge rapidamente o valor de Vcc.

TENSÕES NO CAPACITOR C_1



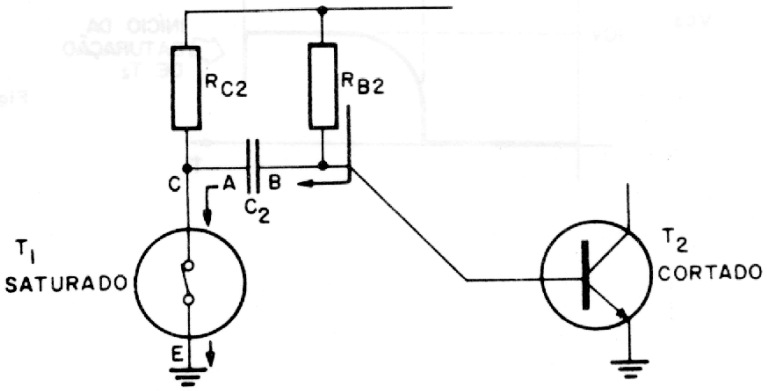
TENSÃO NO COLETOR DE T_1



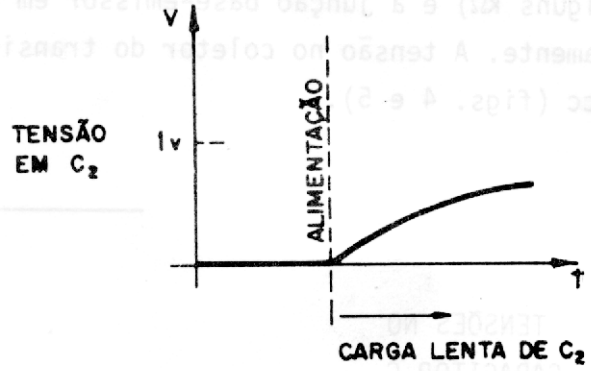
O lado C de C_1 é negativo 9,3V em relação ao lado D.

O transistor T_1 saturado, por sua vez, conecta o lado A de C_2 ao terra. Como o lado B de C_2 está conectado a alimentação através de R_{B2} inicia-se um processo de carga de C_2.

A figura a seguir mostra o caminho percorrido pela corrente de carga de C_2, representando T_1 saturado com uma chave fechada.

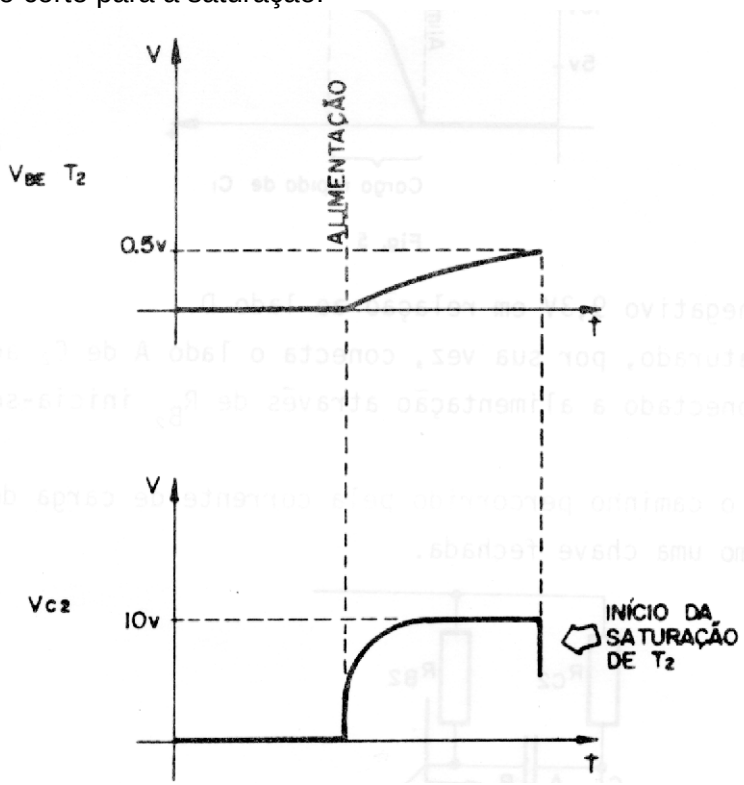


Como a resistência R_{B2} tem valor alto (tipicamente dezenas ou centenas de kΩ) o processo de carga ocorre lentamente, conforme mostra a figura.

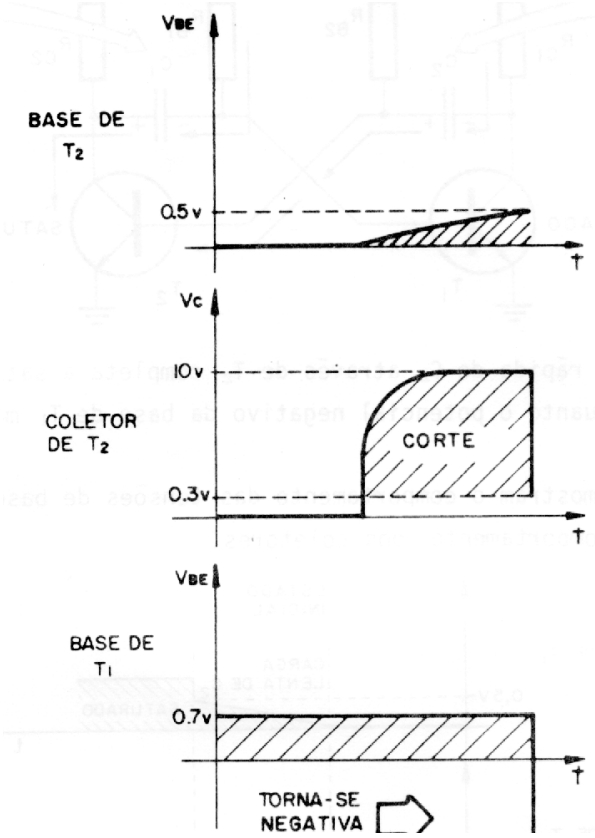


A medida que o tempo passa o lado B do capacitor vai lentamente se tornando positivo em relação ao lado A .

Como o lado B de C_2 está conectado à base de T_2, quando a tensão no capacitor atingir 0,5V, T_2 começa a sair do corte para a saturação.



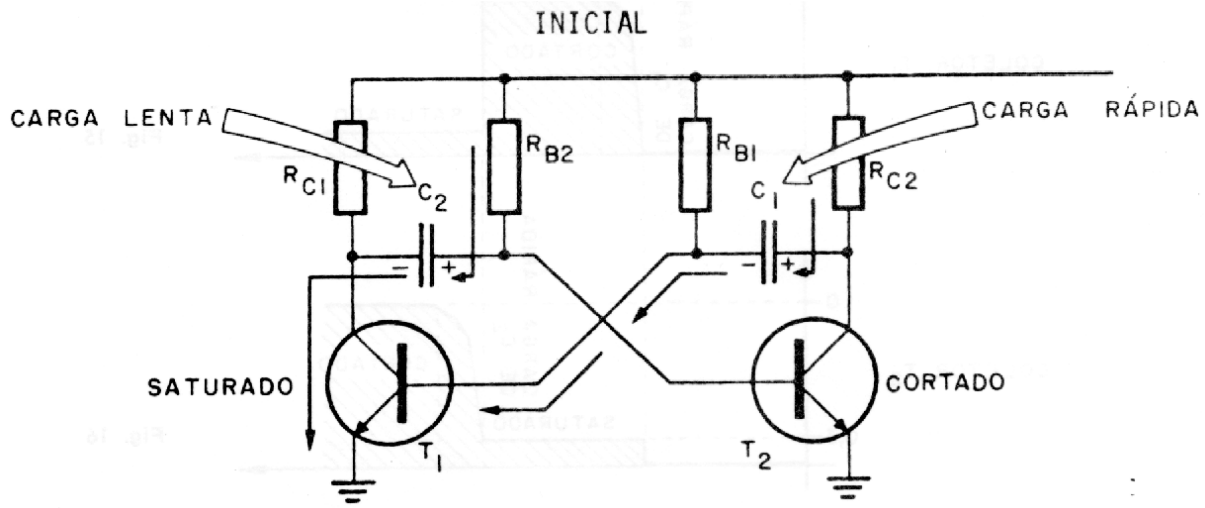
A medida que T_2 satura C_1 tem o seu lado D conectado ao terra. Lado C de C_1 (negativo 9,3V em relação a D) aplica um potencial negativo à base de T_1.

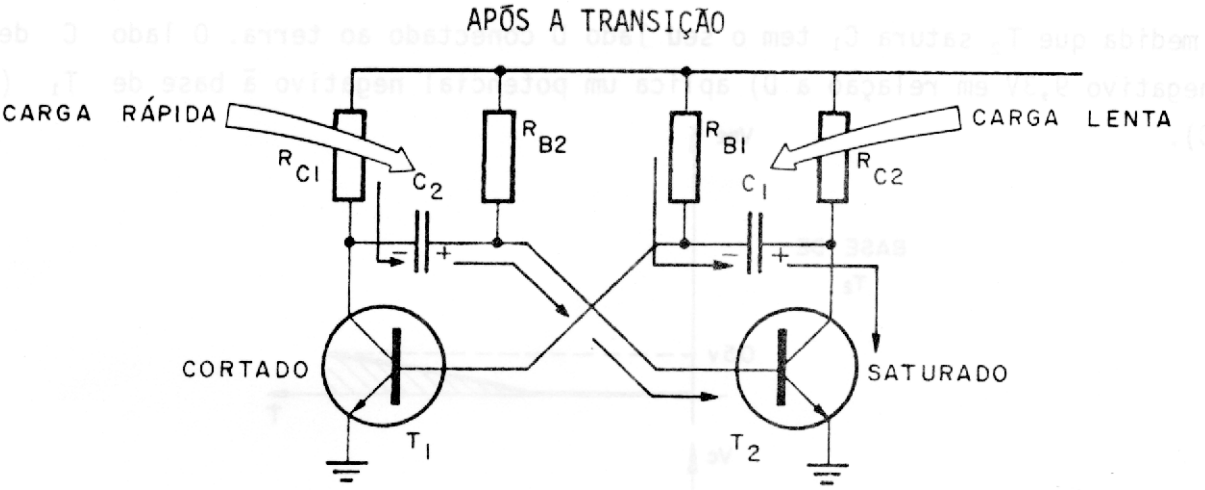


Com a base tornando-se negativa, T_1 que estava saturado é cortado instantaneamente.

Com a troca entre os transistores saturado e cortado, os circuitos de carga dos capacitores se alteram.

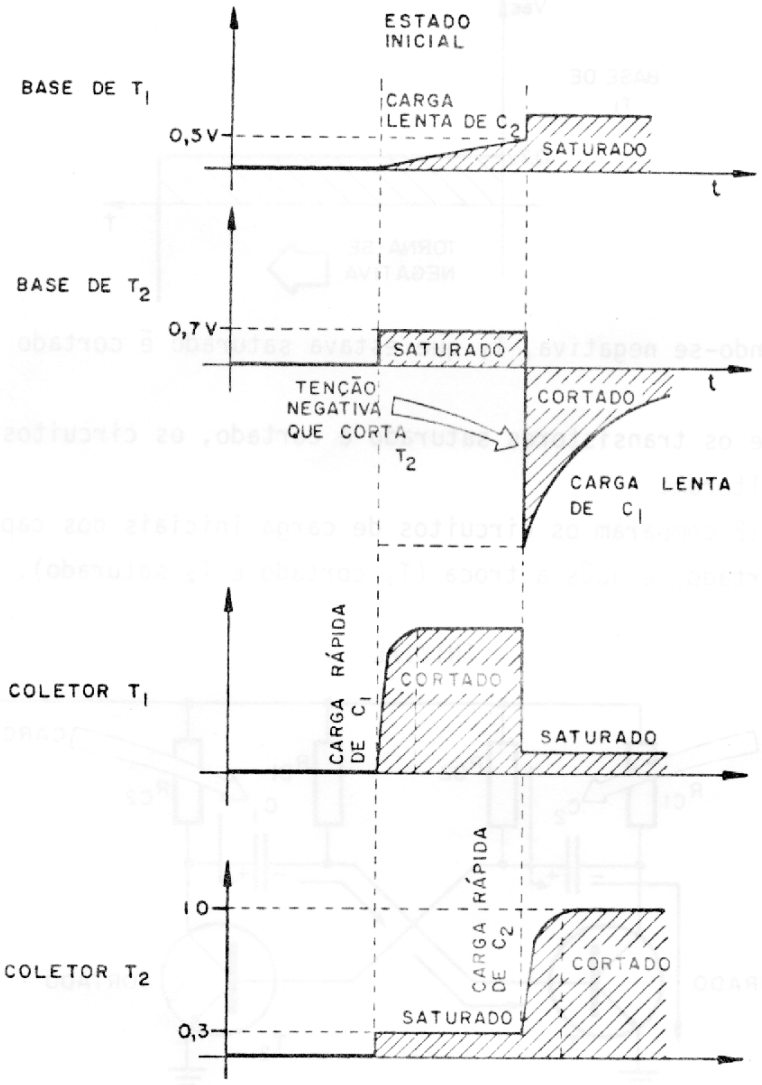
As duas figuras a seguirem comparam os circuitos de carga iniciais dos capacitores (T_1 saturado e T_2 cortado) e após a troca (T_1 cortado e T_2 saturado).



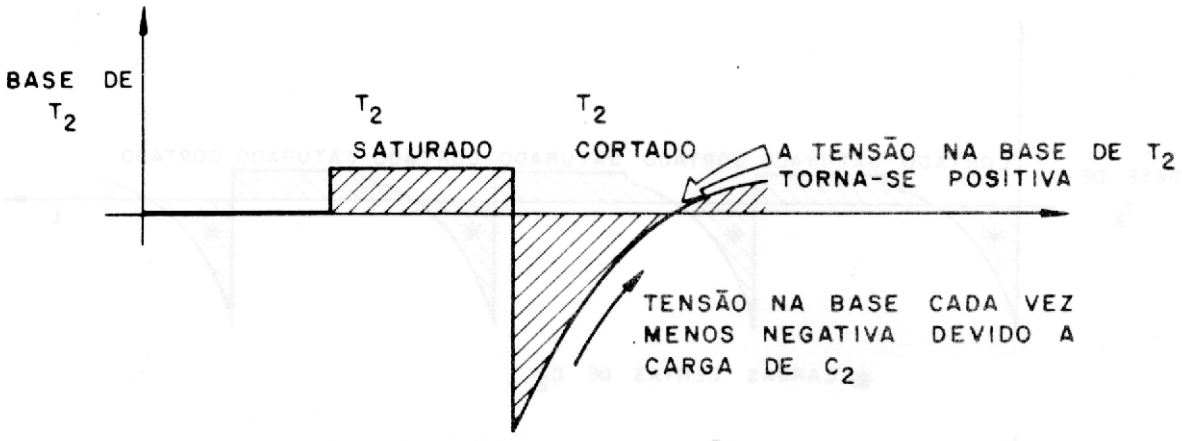


A corrente de carga rápida de C_2 através de T_2 completa a saturação de T_2 (levando V_{BET2} a 0,7V) enquanto o potencial negativo da base de T_1 mantém T_1 cortado.

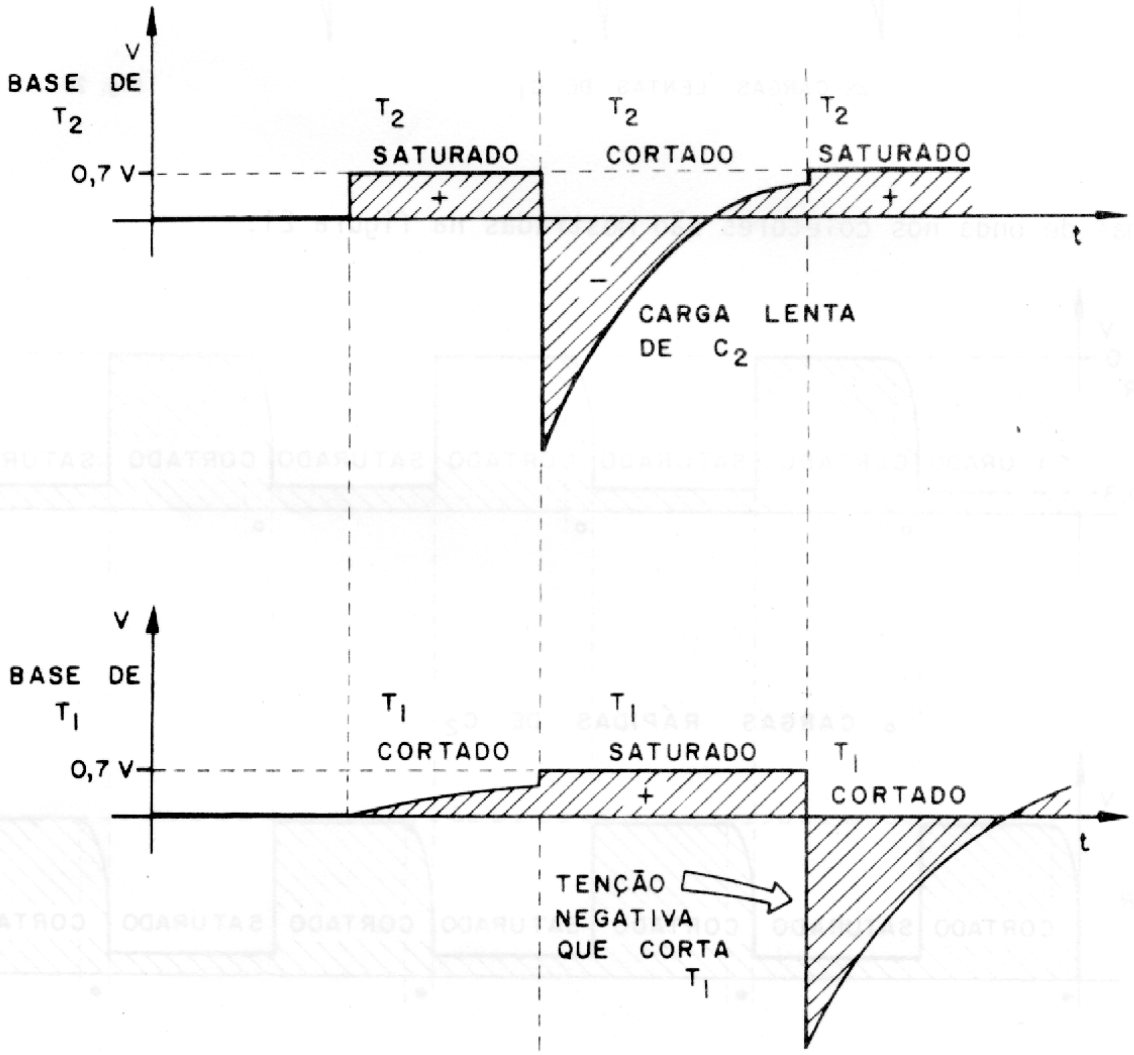
As duas primeiras figuras abaixo mostram o comportamento das tensões de base de T_1 e T_2 e as duas últimas figuras abaixo mostram o comportamento dos coletores.



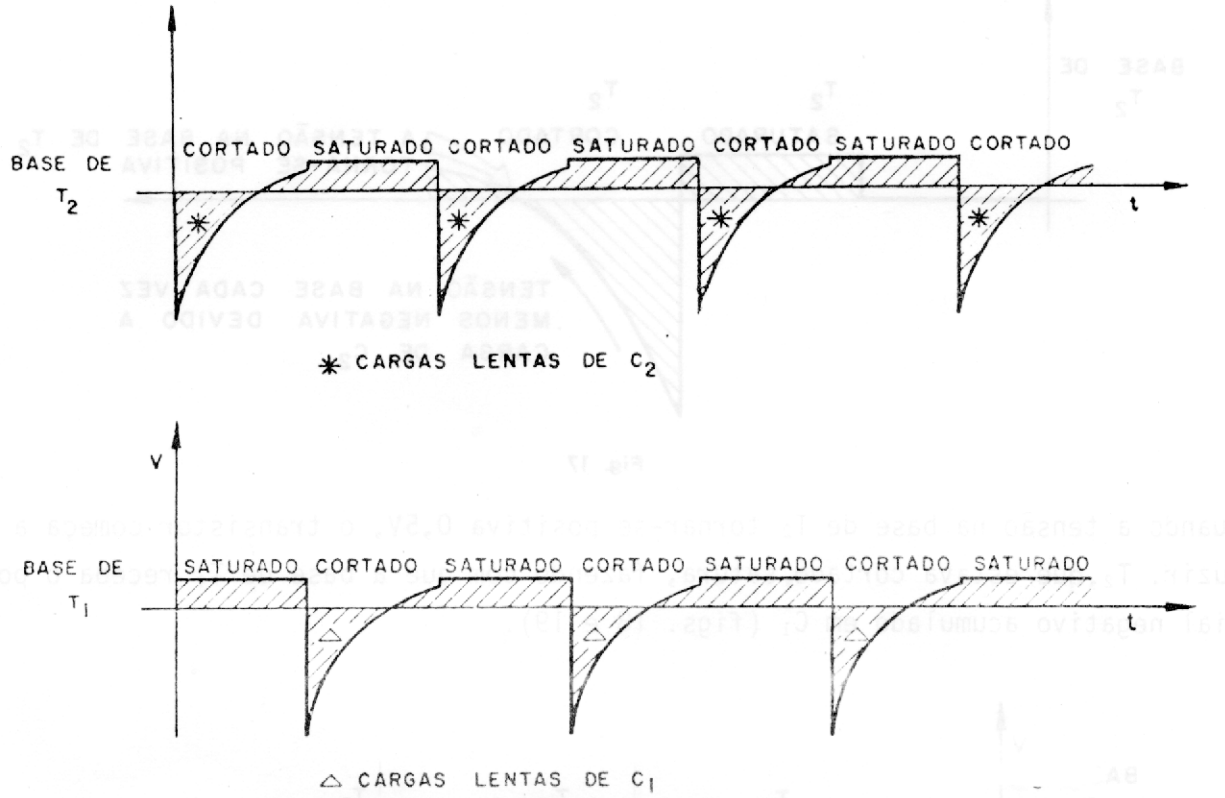
A medida que C_2 se carrega (lentamente), a tensão negativa da base que mantém T_2 cortado vai desaparecendo.



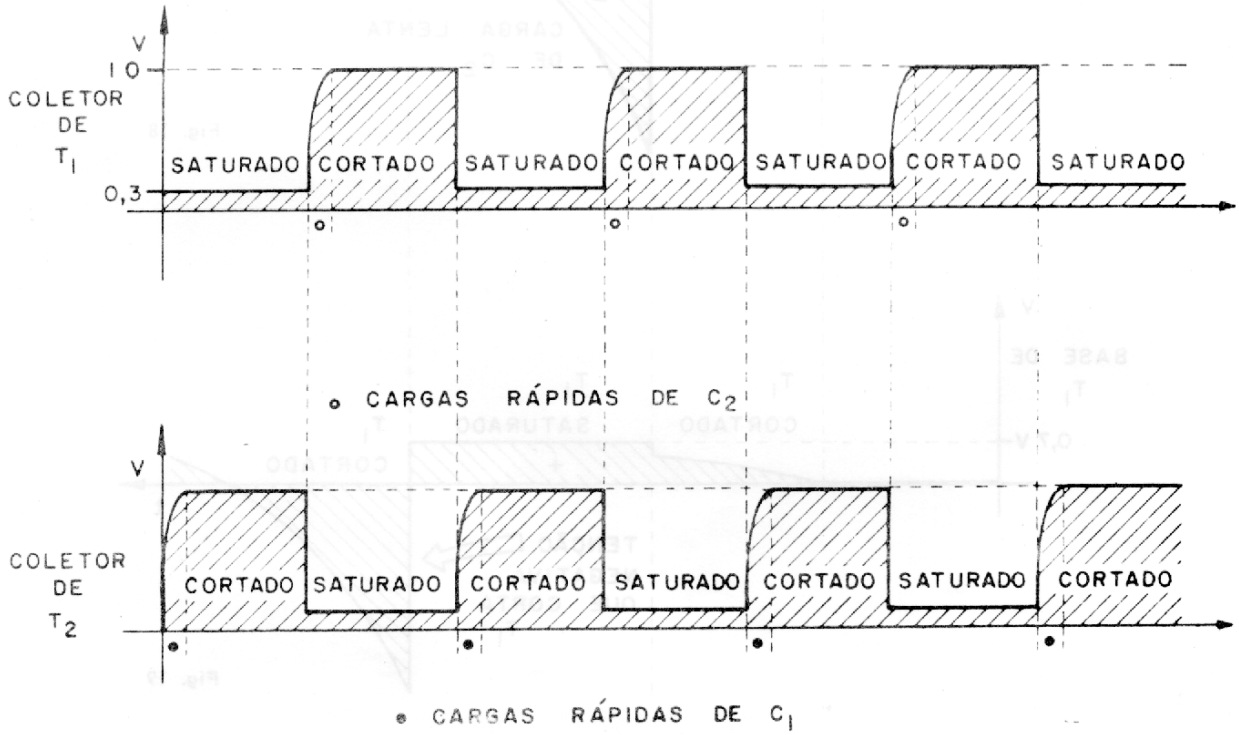
Quando a tensão na base base de T_2 torna-se positiva 0,5V, o transistor começa a conduzir T_2, que estava cortado, satura, fazendo com que a base de T_1 recebe o potencial negativo acumulado em C_1.



O processo se repete sucessivamente, sem que seja necessário um impulso externo (figura a seguir).

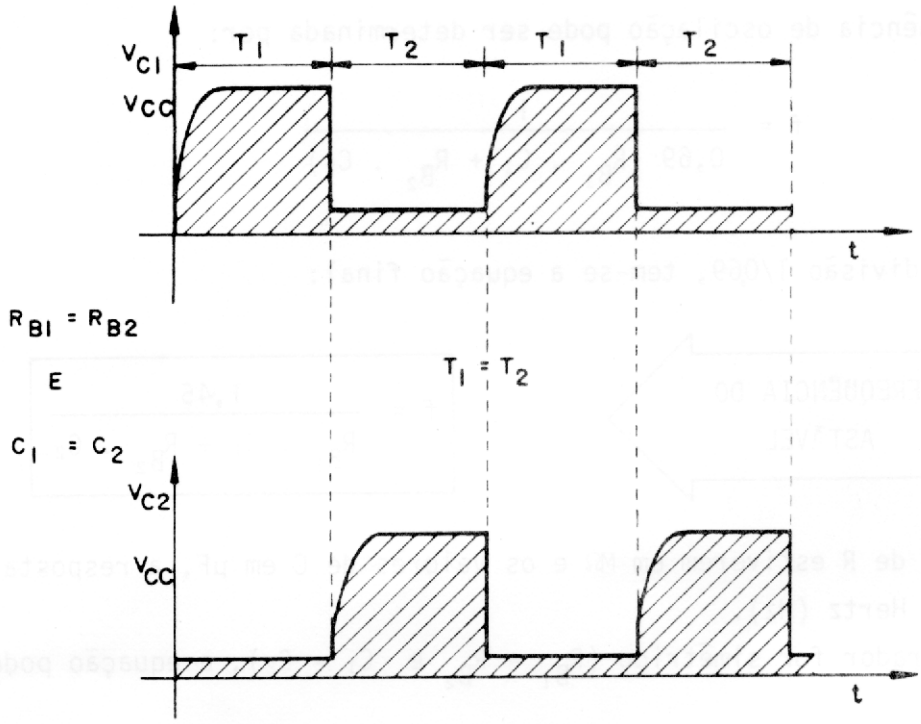


As formas de onda nos coletores são mostradas a seguir.

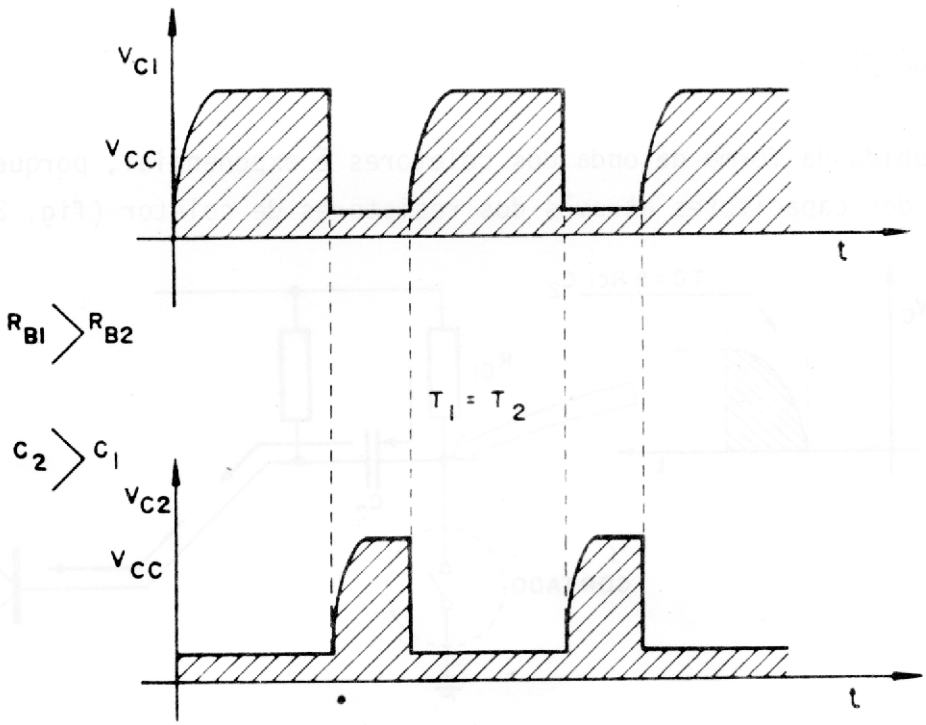


O tempo que cada um dos transistores permanece em corte depende da resistência e da capacitância associadas a sua base.

Se os dois resistores de base forem iguais e os dois capacitores também, a forma de onda será simétrica, ou seja, os tempos de corte e saturação de cada transistor serão iguais.



Se os componentes associados à base de um dos transistores forem diferentes dos associados à base do outro, a simetria deixa de existir.



O tempo de corte de cada transistor é dado pela equação:

TCORTE $T_1 = 0{,}69 \cdot R_{B1} \cdot C_1$
TCORTE $T_2 = 0{,}69 \cdot R_{B2} \cdot C_2$

Então, a freqüência de oscilação pode ser determinada por:

$$f = \frac{1}{0{,}69\ (R_{B_1} \cdot C_1 + R_{B_2} \cdot C_2)}$$

Realizando a divisão 1 /0,69 tem-se a equação final:

FREQÜÊNCIA DO ASTÁVEL

$$f = \frac{1{,}45}{R_{B_1} \cdot C_1 + R_{B_2} \cdot C_2}$$

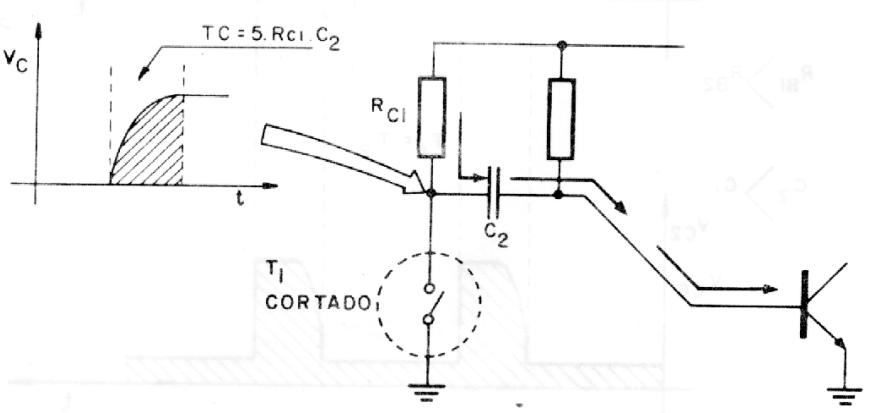
Se os valores de R estiverem em MΩ e os de C em μF, a resposta será a freqüência em Hertz (Hz).

Se o multivibrador for simétrico ($R_{B1} = R_{B2}$ e $C_1 = C_2$) , a equação pode ser reduzida para:

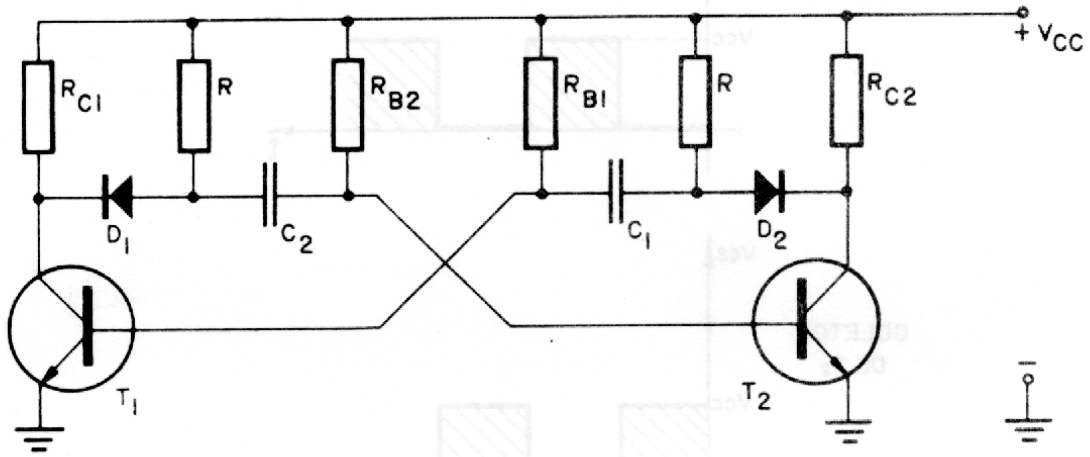
$$f = \frac{0{,}725}{R_B \cdot C}$$

Correção de flanco de subida dos pulsos

O flanco de subida da forma de onda dos coletores é exponencial, porque corresponde a carga dos capacitores através dos resistores de coletor.

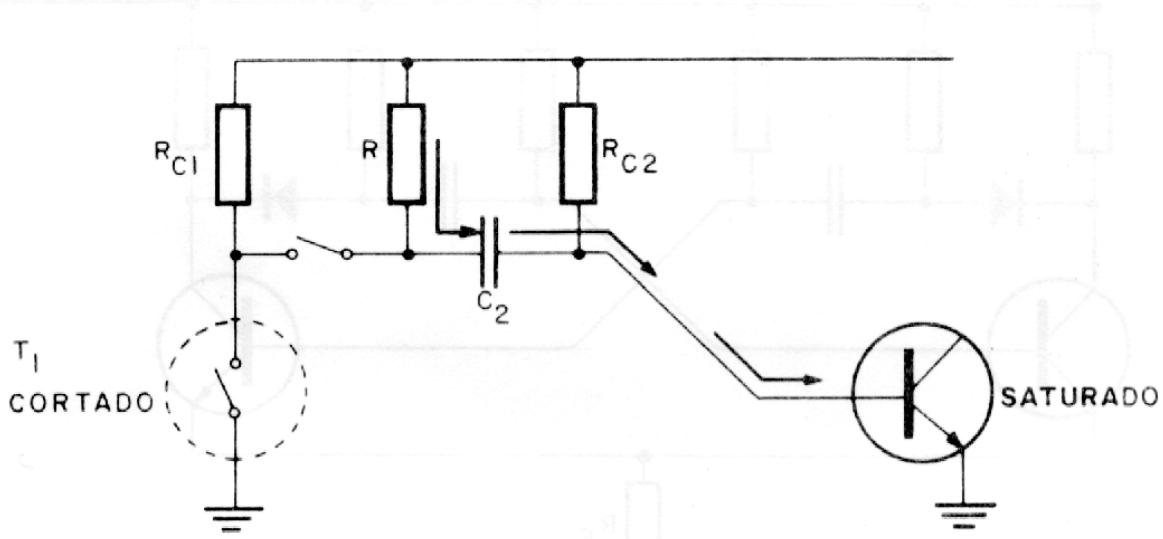


Este arredondamento na subida dos pulsos nos coletores pode ser eliminado acrescentando um diodo e um resistor ao circuito.



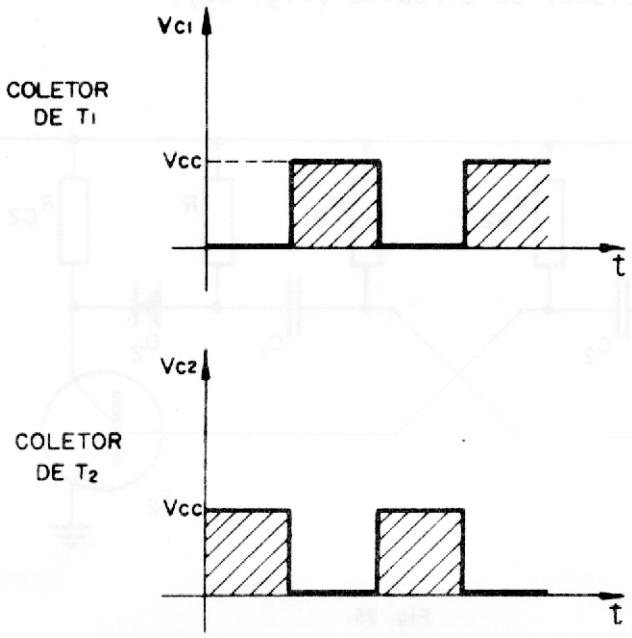
Quando T_1, por exemplo, vai para o corte, a tensão do ânodo de D_1 torna-se mais positiva que o cátodo. O diodo D_1 corta.

A figura mostra a situação logo após o corte de T_1, apresentando o diodo D_1 e o transistor cortados como "interruptores abertos".



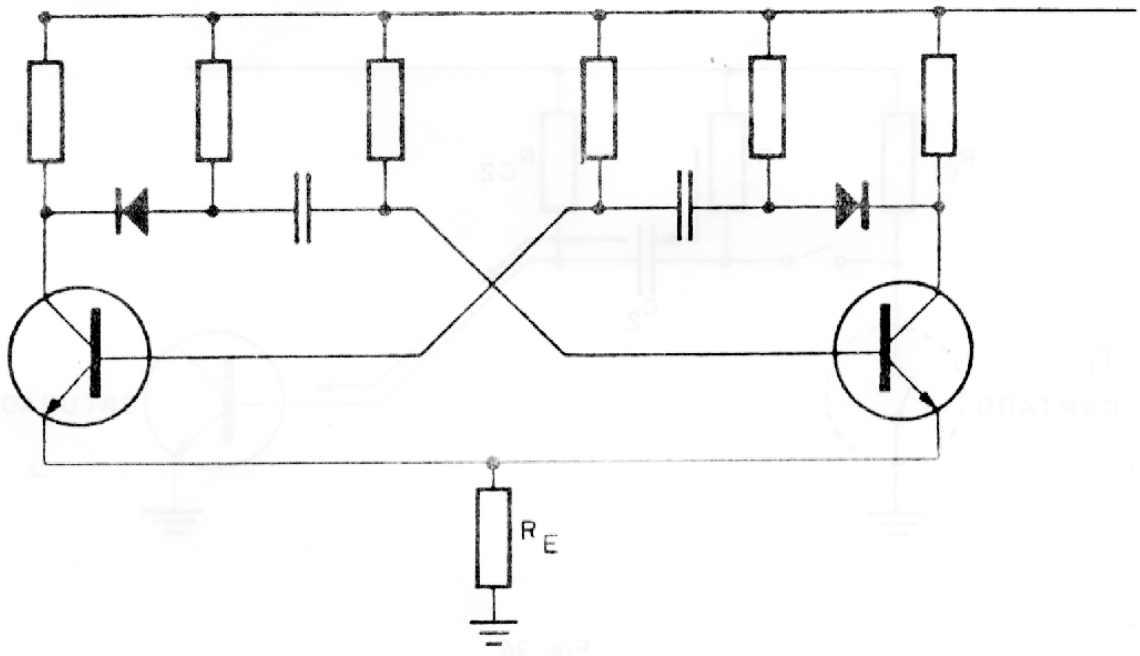
Conforme mostra a figura, a corrente de carga de C_2 não circula mais através do resistor de coletor R_{C1} (circulando através de R). Com isto, a tensão no coletor do transistor sobe para V_{CC} assim que o transistor corta.

A figura abaixo mostra as formas de onda nos coletores dos transistores com correção.



Este tipo de onda quadrada é muito utilizada nos circuitos digitais, onde recebe o nome de clock (relógio).

É comum, também, encontrar multivibradores astáveis com um resistor de emissor comum aos dois transistores.



Este resistor propicia uma transição mais rápida entre os estados de saturação e de corte do transistor.

TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO DE JUNÇÃO – JFET

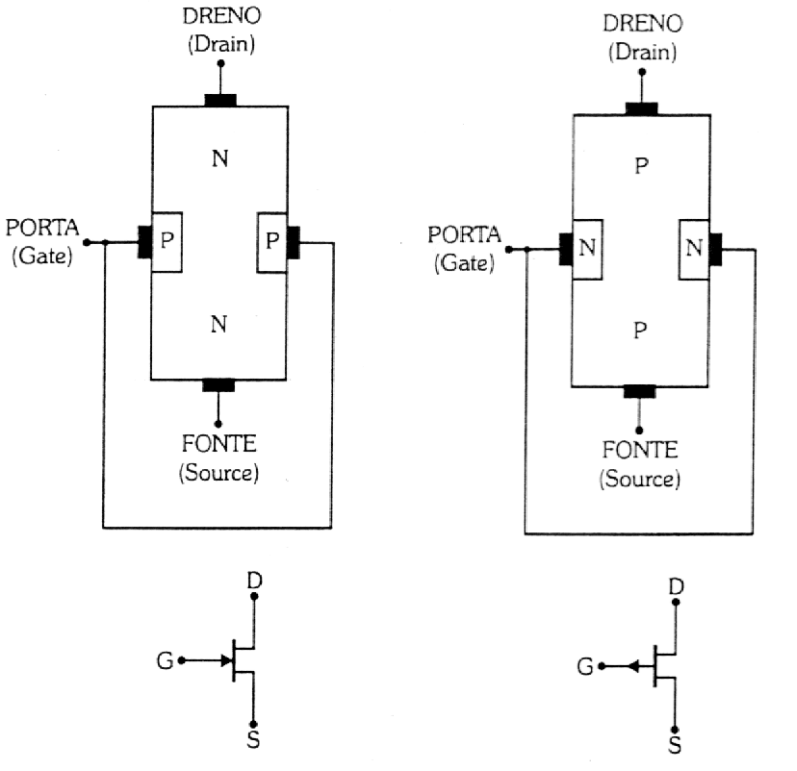
Os transistores bipolares (estudados nos capítulos anteriores) são dispositivos controlados por corrente, isto é, a corrente de coletor é controlada pela **tensão** ou pelo **campo elétrico**. São os chamados **transistores de efeito de campo** ou simplesmente **FET** (do inglês Field-Effect Transistor).

A grande vantagem do FET sobre o transistor bipolar é sua altíssima impedância de entrada (da ordem de dezenas a centenas de Megaohm) além de ser um dispositivo de baixo ruído.

O primeiro tipo a ser estudado é denominado **JFET** (Juction Field-Effect Transistor).

Aspectos construtivos do JFET

O **JFET** é um dispositivo **unipolar** (o que significa que apenas um tipo de portador, elétron ou lacuna, é responsável pela corrente controlada). Fisicamente, podem ser encontrados dois tipos de JFET: **JFET – Canal N e JFET – Canal P.** Na figura a seguir, tem-se o aspecto construtivo e o símbolo de cada um deles.

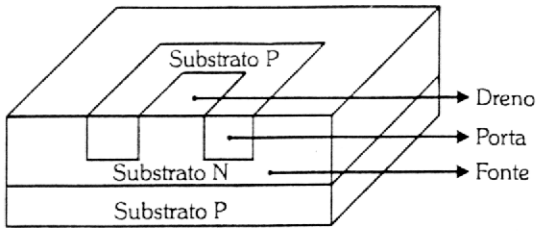


Aspectos construtivos e símbolos dos JFETs

O JFET é formado por três terminais **fonte** (source) – por onde os elétrons entram, **dreno** (drain) – de onde os elétrons saem e **porta** (gate) – que faz o controle da passagem dos elétrons.

Construção do JFET

O aspecto construtivo mostrado na figura anterior, é utilizado apenas para fins didáticos. Na prática, é extremamente complicado o processo de dopagem nos dois lados de um substrato. A figura a seguir mostra, através de uma geometria simples e prática, o esquema de construção (desenho simbólico) de um JFET – canal N.



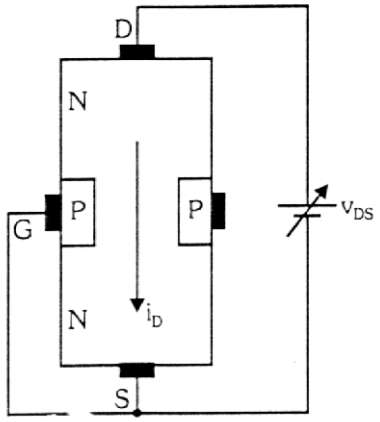
Geometria Prática de um JFET (canal N)

Nosso estudo será feito sobre o JFET – canal N. O funcionamento do JFET – canal P é complementar, o que significa que, no estudo deste, deve-se considerar as correntes e tensões de forma invertida.

Funcionamento do JFET

O princípio de funcionamento do JFET é bem simples. O objetivo é controlar a corrente i_D que circula entre a fonte e o dreno. Isto é feito aplicando-se uma tensão na porta.

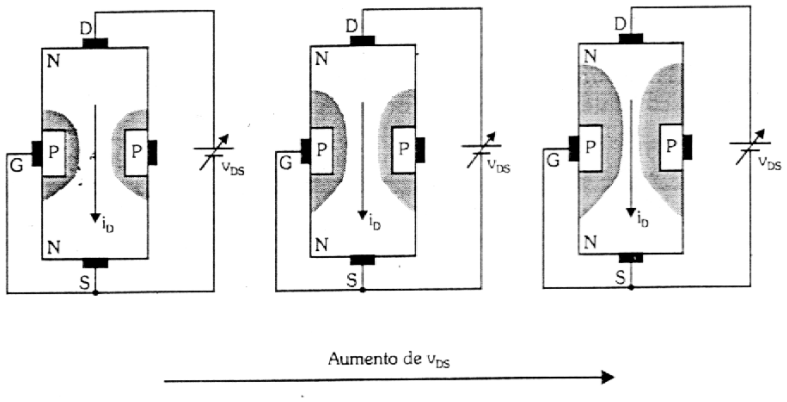
Com o potencial de porta igual a zero, ou seja, $V_G = 0$ ou $V_{GS} = 0$, aplicando-se uma tensão entre o dreno e a fonte (V_D ou V_{DS}) surgiu uma corrente i_D como a indicada na figura abaixo.



Corrente entre dreno e fonte

Curvas de drenos

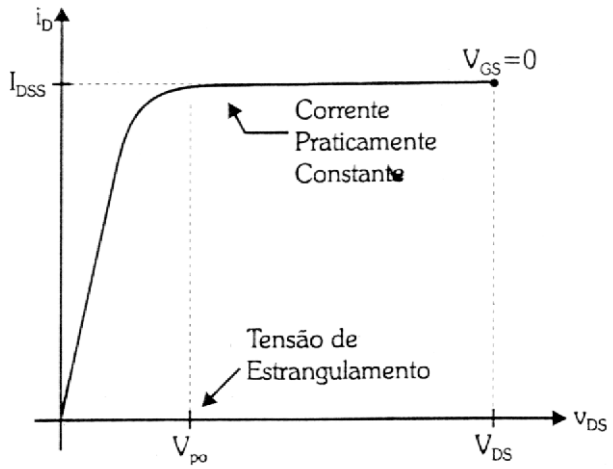
Com uma pequena tensão entre dreno e fonte v_{DS}, a região N funciona como uma resistência, , com a corrente i_D aumentado linearmente com v_{DS}. Mas, conforme a tensão V_{DS} aumenta, aparece uma tensão entre a fonte e a região da porta, polarizando reversamente essa junção. Isso faz com que a camada de depleção aumente, estreitando o canal, o que aumenta a resistência da região N, fazendo com que diminua a taxa de crescimento de i_D como se vê na figura.



Aumento da camada de depleção e estreitamento do canal

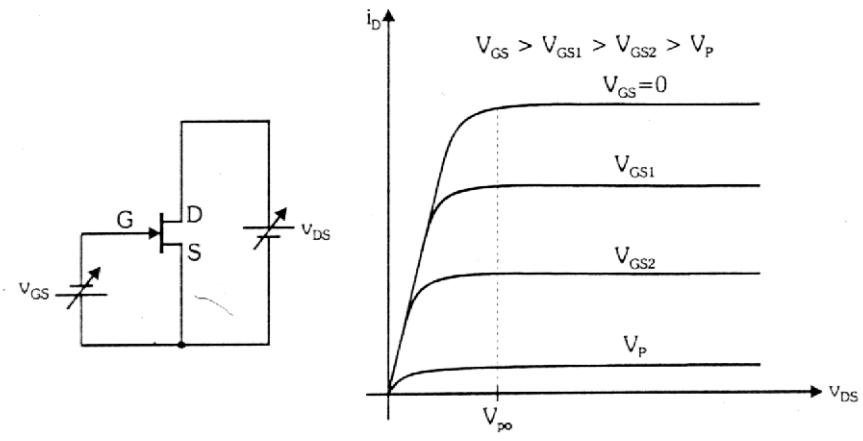
A partir de um certo valor de v_{DS}, ocorre estrangulamento do canal (estreitamento máximo), fazendo com que a corrente i_D permaneça praticamente constante. Essa tensão é chamada de **tensão de estrangulamento ou pinch off (V_{po})** e corresponde à **tensão máxima de saturação** do JFET. A corrente de dreno para V_{GS} = 0, no seu ponto máximo, é denominada **corrente de curto-circuito entre dreno e fonte** ou **drain-source shorted current (I_{DSS})** e corresponde à **corrente máxima de dreno** que o JFET pode produzir.

O gráfico da figura abaixo apresenta a curva característica de saída de um JFET (i_D x v_{DS}) para V_{GS} = 0V. Este gráfico é denominado **curva de dreno.**



Curva de dreno para V_{GS} = 0V

Aplicando-se entre porta e fonte uma tensão de polarização reversa ($V_{GS1} < 0$), haverá um aumento na camada de depleção, fazendo com que o estrangulamento do canal ocorra para valores menores de V_{DS} e i_D. O mesmo ocorre para outros valores negativos de V_{GS}, conforme mostra a figura.



Curvas de dreno de um JFET

Portanto, para cada valor de V_{GS}, obtém-se uma curva característica de dreno, até que ele atinha a **tensão de corte = V_p** na qual i_D é praticamente zero.

É importante observar que, para qual JFET, a tensão de corte V_P é **igual, em módulo,** à tensão de estrangulamento do canal (V_{po}).

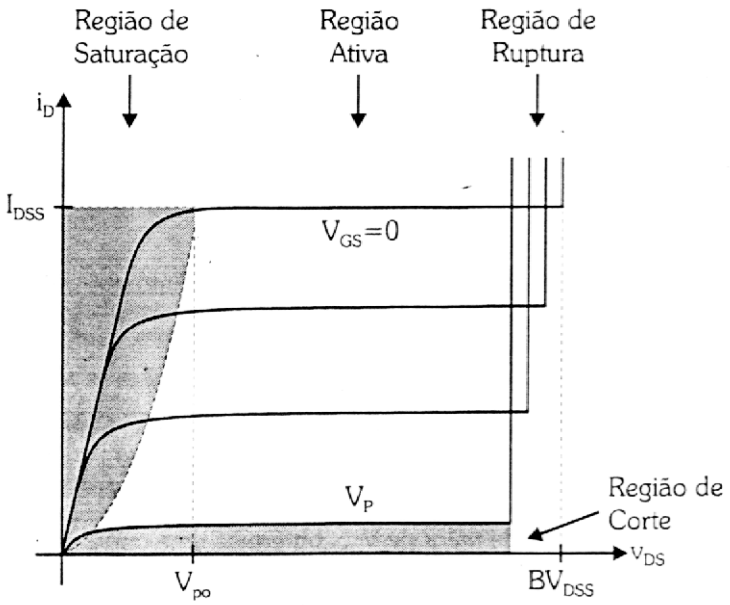
$$V_p = V_{po}$$

O fato de V_{GS} ser negativo, faz com que a corrente através da porta (i_G) seja desprezível, garantindo uma **altíssima impedância de entrada (Z_E).**

Essa resistência pode ser calculada através da tensão máxima V_{GS} que causa o corte do JFET (com V_{DS} = 0) e da corrente de porte de corte I_{GSS}.

$$Z_E = \frac{V_{GS\,(V_{DS}\,=\,0)}}{I_{GSS}}$$

Note que há uma grande semelhança entre as curvas de dreno do JFET e a curva característica de saída do transistor bipolar, tendo, inclusive, as regiões: **corte, saturação, ativa, e de ruptura.**



Regiões das curvas de dreno

Nesta figura, estão representados alguns dos parâmetros do JFET encontrados nos manuais técnicos:

I_{DSS} = corrente máxima que o JFET pode produzir, na qual ocorre o estrangulamento do canal quando $V_{GS} = 0$.

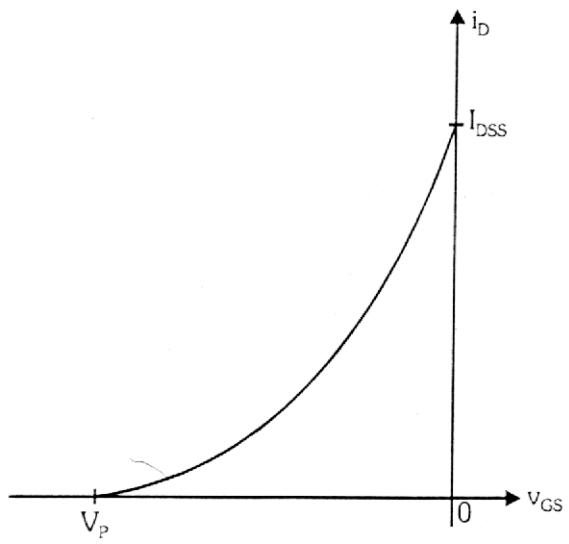
V_{po} = tensão máxima de saturação ou de estrangulamento (pinch off).

V_p = tensão na qual ocorre o corte de dispositivo.

BV_{DSS} = tensão de ruptura do dispositivo para $V_{GS} = 0$.

Curva de transferência

A **curva de transferência** ou de **transcondutância** mostra como i_D varia em função da tensão V_{GS} aplicada à porta, conforme mostra a figura.



Curva de transferência

Note que um de seus pontos é I_{DSS}, isto é, esta curva é obtida para o maior valor de V_{DS} indicado na curva de dreno. Porém, como na região ativa da curva de dreno a variação V_{DS} causa uma variação muito pequena em i_D, esta curva pode ser considerada válida para qualquer valor de V_{DS} nesta região.

Esta curva é um trecho de parábola que tem como equação:

$$i_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

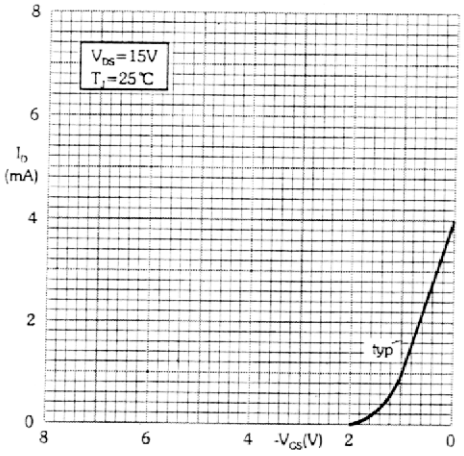
Alguns fabricantes não fornecem a curva de transferência. Assim, a partir desta equação, é possível obtê-la. Esta equação é válida para qualquer JFET, pois é deduzida a partir das características físicas de funcionamento do dispositivo.

O JFET é um dispositivo com **tolerâncias muito elevadas**. Por isso, os manuais fornecem as curvas típicas (ou médias) de dreno e de transferência, ou valores máximos e mínimos para o par I_{DSS} e V_p, o que resultaria numa curva de transferência com duas parábolas, sendo uma para valores máximos e outra para valores mínimos.

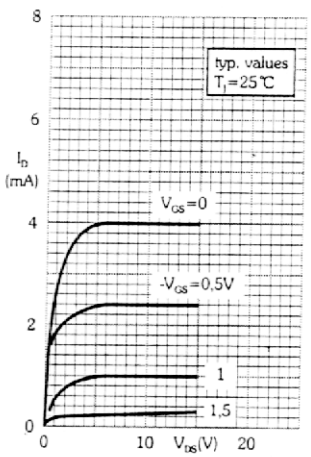
Exemplo:

Para o JFET BF245A, o manual do fabricante fornece as seguintes curvas e dados:

Curva Típica de Transferência



Curva Típica de Dreno



	min	max
I_{DSS} (mA)	2,0	6,5
V_P (V)	-0,5	-8,0

Assim, com os dados máximos e mínimos de I_{DSS} e V_p e através da equação da curva de transferência, as duas parábolas podem ser traçadas, como mostradas a seguir:

Pontos da parábola mínima:

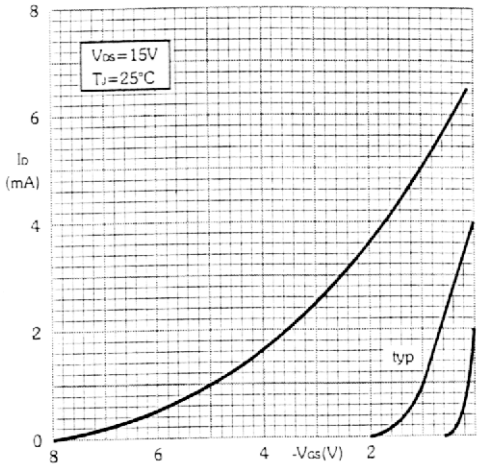
$$i_D = 2x10^{-3}.\left(1-\frac{V_{GS}}{-0,5}\right)^2$$

para V_{GS} = – 0,3V → I_D = 0,32mA
para V_{GS} = – 0,1V → I_D = 1,28mA

Pontos da parábola máxima:

$$i_D = 6,5x10^{-3}.\left(1-\frac{V_{GS}}{-8}\right)^2$$

para V_{GS} = – 6V → I_D = 0,41mA
para V_{GS} = – 3V → I_D = 2,54mA
para V_{GS} = – 1V → I_D = 5mA



Isto quer dizer que os processos de polarização devem se apoiar nas curvas típicas ou levar em conta essa tolerâncias, de forma a se obter o ponto ótimo de operação do transistor.

Solucionando Problemas

1) O que é tensão de estrangulamento?

.....
.....
.....

2) Qual o significado de I_{DSS}?

.....
.....
.....

3) O que é tensão de corte?

.....
.....
.....

4) Qual a relação entre a tensão de estrangulamento e a tensão de corte?

.....
.....
.....

5) Pesquise um manual de JFET e faça o levantamento dos principais parâmetros do BF256C.

.....
.....
.....

6) Determine a impedância de entrada BF256C.

.....
.....
.....

MOSFET

O nome **MOSFET** vem da abreviação **Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor** (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor). Isto porque, na sua construção, o contato metálico do terminal de porta é separado do substrato por uma **camada isolante** do dióxido de silício ((SiO$_2$).

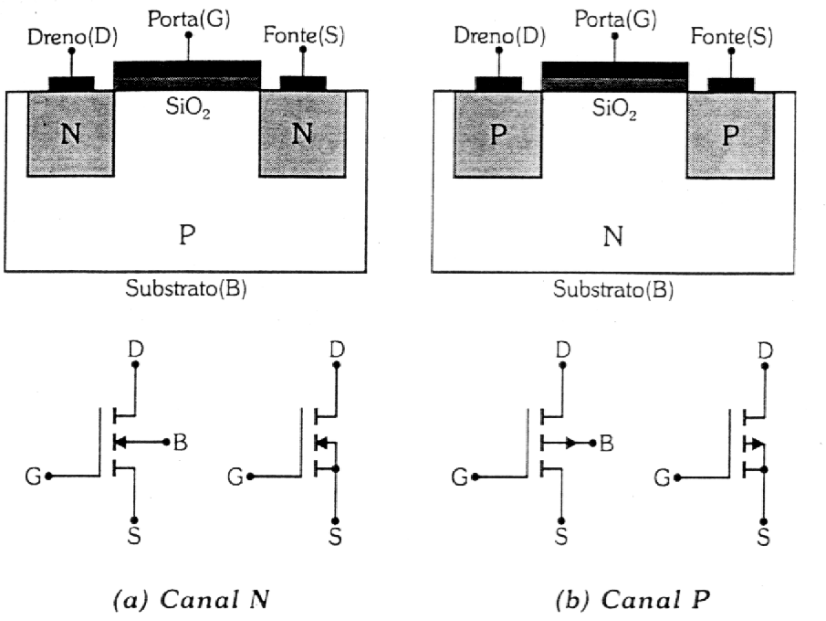
Por ter a porta isolada do substrato, a impedância de entrada do MOSFET é ainda maior que a do JFET, fazendo com que a **corrente da porta** seja praticamente **nula.**

O surgimento do MOSFET representou um grande avanço tecnológico por ser de fabricação muito simples, ter alto desempenho (alta impedância da entrada e baixo ruído), e propiciar integração em larga escala, isso é, pelo fato de possuir tamanho muito reduzido (cerca de 20 vezes menor que o transistor bipolar), permite que um grande número de transistores sejam produzidos num mesmo circuito integrado.

Existem dois tipos de MOSFETs que serão estudados neste capítulo: **MOSFET de acumulação e MOSFET de depleção.**

MOSFET de acumulação

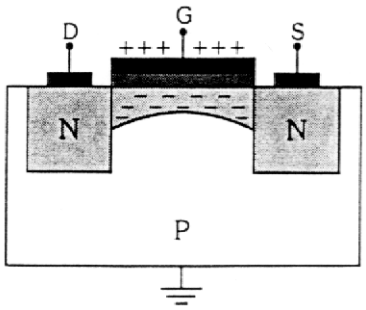
Na figura ao lado tem a construção e os símbolos do MOSFET de acumulação.



Aspectos construtivos e simbologias do MOSFET de Acumulação

Como pode-se observar, o MOSFET pode apresentar o substrato disponível ou curto circuitado internamente com o terminal de fonte, como é mais comumente encontrado.

Tomando-se como exemplo, o **MOSFET canal N**, aterrando-se o substrato P e aplicando-se uma **tensão positiva** à porta, surge um **campo elétrico** entre porta e substrato que atrai para a região próxima à porta uma curta quantidade de elétrons. Se este campo elétrico for suficiente grande, a quantidade de elétrons atraídos será responsável pela formação de um canal (ou uma ponte) entre os terminais de dreno e fonte, como mostra figura.



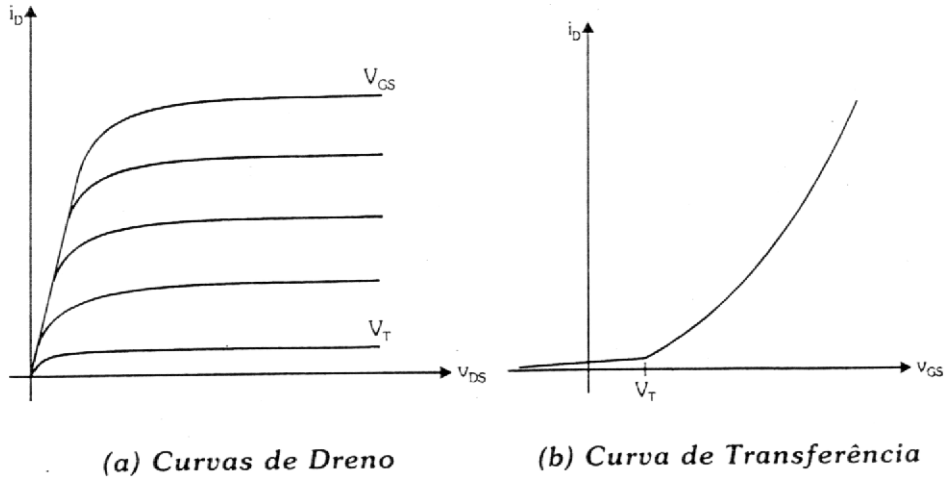
MOSFET de acumulação – canal N com camada de inversão

Embora o material próximo à porta seja do tipo P (cujos portadores são lacunas), o campo elétrico faz com que no canal os **elétrons** tornem-se **majoritários**, criando uma **camada de inversão** denominada **canal N.**

Com um aumento de tensão na porta, uma maior quantidade de elétrons é atraída, alargando o canal, diminuindo sua resistência e permitindo que circule uma corrente maior entre **dreno** e **fonte**.

Curvas características

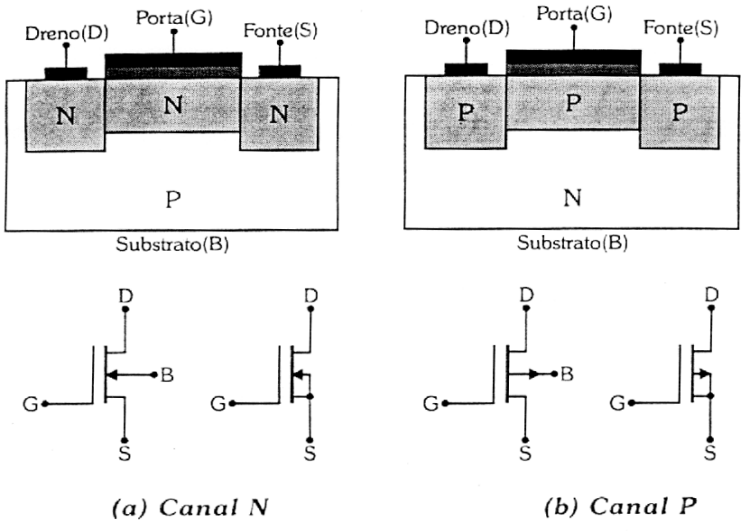
A figura abaixo mostra as **curvas de dreno** (i_D x v_{DS}) e a **curva de transferência** (i_D x V_{GS}) para um MOSFET de acumulação – canal N. Note que para $V_{GS} < V_T$, a corrente i_D é praticamente zero. A partir de V_T, denominada **tensão de liminar** (threshold voltage), o aumento de corrente é mais intenso, indicando a diminuição na resistência entre dreno e fonte. Normalmente encontram-se MOSFETs com especificação de V_T de 1 a 4V.



Curvas características do MOSFET de acumulação – canal N

MOSFET de depleção

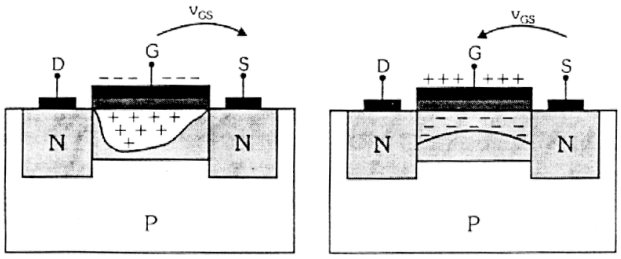
Neste dispositivo existe um **canal** na região abaixo do dióxido de silício com o mesmo tipo de dpagem das regiões de dreno e fonte, sendo que a concentração de dopantes no canal é um pouco menor que nas regiões de dreno e fonte, conforme está esquematizado na figura ao lado.



Aspectos construtivos e simbologias do MOSFET de depleção

Assim como no MOSFET de acumulação, no MOSFET de depleção podem-se ter ou não disponíveis os terminais de substrato.

Tomando-se como exemplo o **MOSFET canal N**, com $\mathbf{V_{GS} = 0}$ o dispositivo permite a passagem de corrente entre dreno e fonte, visto que já existe um canal formado. Ao aplicar-se uma tensão negativa à porta ($V_{GS} < 0$), surge um campo elétrico que **atrai** para a região próxima à porta uma certa quantidade de **lacunas**. Como a corrente no substrato tipo N é formada por elétrons (portadores majoritários), esta região de lacunas cria uma **camada de depleção** que aumenta a **resistência do canal**, como mostra a figura (a).



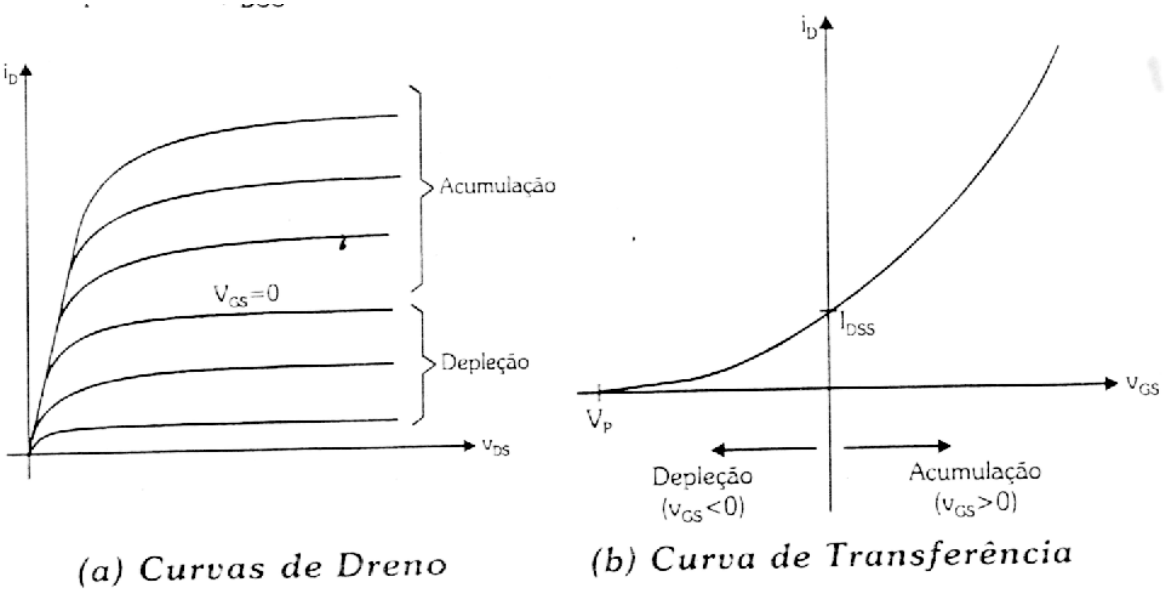
(a) Aumento da Resistência do Canal (b) Redução da Resistência do Canal

MOSFET de depleção – canal N

Aplicando-se uma tensão positiva à porta ($\mathbf{V_{GS} > 0}$), surge um campo elétrico que **atrai** para esta região uma certa quantidade de **elétrons**. O efeito deste fenômeno é semelhante a uma dopagem maior nesta região, o que **reduz a resistência do canal**, como se vê na figura acima (b)

Curvas características

A figura a seguir, mostra as **curvas de dreno** (i_D x V_{DS}) e a **curva de transferência** (i_D x V_{GS}) para um MOSFET de depleção canal N. Note que, para $V_{GS} \leq 0$, este dispositivo funciona de modo semelhante ao JFET e, para $V_{GS} > 0$ ele funciona como um MOSFET de acumulação, mas com corrente inicial maior que zero **(I_{DSS}).**



(a) Curvas de Dreno *(b) Curva de Transferência*

Curvas características do MOSFET de depleção – canal N

A curva de transferência é um trecho de parábola que tem como equação a mesma empregada para o JFET:

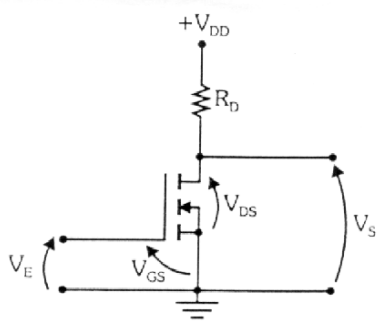
$$i_D = I_{DSS}\cdot\left(1-\frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2$$

Aplicações do MOSFET

Circuitos digitais

O MOSFET é muito utilizado na fabricação dos circuitos integrados de portas lógicas, registradores e memórias, entre outros. Isto se justifica pelo fato desse dispositivo dissipar baixíssima potência e, também, por possibilitar a integração em larga escala (ocupa uma pequena área semi-condutora).

Inicialmente, analisaremos o MOSFET de acumulação – canal N funcionando como chave DC, mostrado na figura.



MOSFET como chave DC

Para este circuito, analisaremos as seguintes situações:

Se $V_E = V_{GS} = 0$, o transistor corta, pois $V_{GS} < V_T$ e, portanto, $V_S = V_{DS} = V_{DD}$

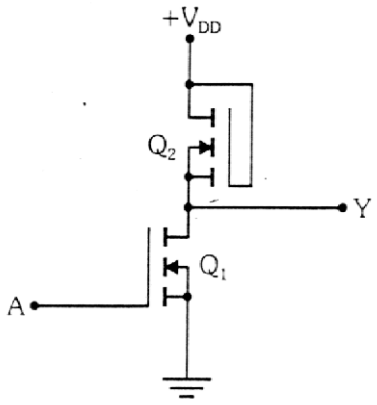
Se $V_E = V_{GS} = V_{DD}$, para um valor adequado de R_D, o transistor satura e, portanto, $V_S = V_{DS(sat)} \cong 0V$

Para a implementação de circuitos lógicos utiliza-se, basicamente, o MOSFET como chave. Porém, como o resistor ocupa uma área muito grande no circuito integrado, ele é substituído por um MOSFET atuando como resistor de carga.

Exemplos

a) Porta inversora (NOT)

O circuito da figura abaixo representa uma porta inversora utilizando apenas MOSFET – canal N.



Porta inversora

Este circuito é semelhante no apresentado na figura anterior a esta, onde **Q_1** funciona como **chave e Q_2** como **resistor de carga** (R_D). Como porta e dreno estão curto-circuitados em Q_2, $V_{DS2} = V_{GS2}$. Portanto este transistor sempre está conduzindo, garantindo a condição de $V_{GS2} > V_{T2}$. Apesar da relação V_{DS2} /i_{DS2} não ser linear (vide curva $V_{DSQ} = V_{GSQ}$ da última figura apresentada neste capítulo), Q_2 cumpre seu objetivo, que é limitar a corrente i_{D1}, funcionando como um resistor.

Tendo-se como base a análise feita para o circuito da figura apresentada anteriormente, e considerando-se nível lógico 1 = V_{DD} e nível lógico 0 = 0V, tem-se as seguintes tabelas-verdade correspondentes:

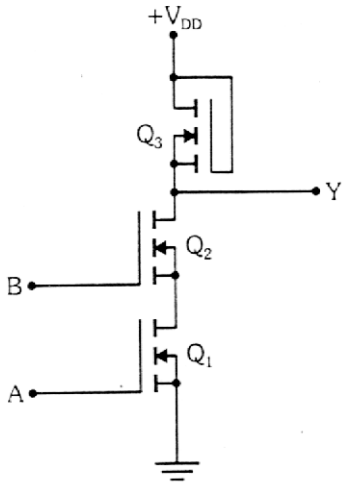
A	Y
0V	V_{DD}
V_{DD}	0V

ou

A	Y
0	1
1	0

b) Porta NAND

O circuito da figura a seguir funciona como uma porta NAND utilizando apenas MOSFET – canal F.



Porta NAND

Neste circuito **Q_1** e **Q_2** funcionam como **chave** e **Q_3** como **resistor de carga**. A análise deste circuito é análoga a da porta inversora, com a condição de que a saída Y é igual a 0V somente quando os dois transistores estiverem saturados. Portanto, as tabelas-verdade deste circuito ficam assim representadas:

A	B	Y
0V	0V	V_{DD}
0V	V_{DD}	V_{DD}
V_{DD}	0V	V_{DD}
V_{DD}	V_{DD}	0V

ou

A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

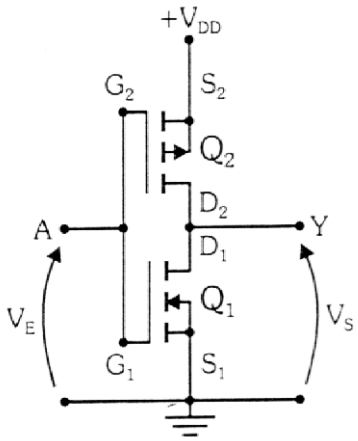
Lógica CMOS (MOS Complementar)

Neste tipo de circuito, os transistores atuam sempre em pares complementares, isto é, um transistor MOSFET – canal N. Isto confere ao circuito maior velocidade e menor dissipação da potência.

Exemplo:

Porta inversora CMOS

O circuito da figura a seguir representa uma porta inversa CMOS, sendo Q_1 e Q_2 um par complementar (MOSFET – canal N e MOSFET – canal P, respectivamente).



Porta inversora CMOS

Neste circuito, se $V_E = V_{DD}$, Q_1 satura ($V_{GS1} > V_{T1}$) e Q_2 corta ($V_{GS2} < V_{T2}$), portanto, $V_S \cong 0V$, ocorre o inverso, ou seja, Q_1 corta e Q_2 satura, portanto, $V_S \cong V_{DD}$. Considerando-se V_E como entrada A e V_S como saída Y, tem-se a mesma tabela-verdade do circuito da porta inversora MOSFET:

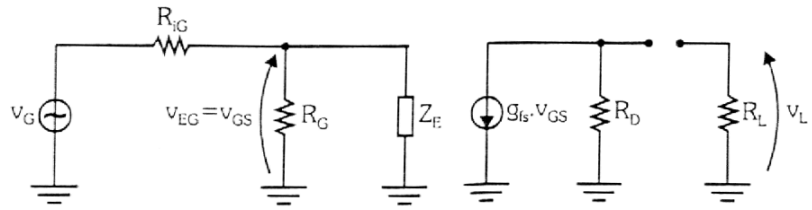
A	Y
0V	V_{DD}
V_{DD}	0V

ou

A	Y
0	1
1	0

Amplificadores de pequenos sinais

A análise feita no capítulo anterior para os amplificadores de pequenos sinais como JFET é totalmente compatível com a de amplificadores com MOSFET do tipo depleção. Portanto, para amplificador o MOSFET autopolarizado, o modelo simplificado e as expressões são as seguintes:



Modelo simplificado do amplificador

Condutância de transferência ou transcondutância:

$$g_{fso} = \frac{-2.I_{DSS}}{V_P} \qquad g_{fs} = g_{fso}\cdot\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) \qquad g_{fs} = g_{fso}\cdot\sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}$$

Impedância de entrada total – Z_{ET}

$$Z_{ET} = R_G$$

Impedância de saída total vista pela carga – Z_{ST}

$$Z_{ST} = R_D$$

Ganho de tensão total sem carga – A'_{vT}

$$A'_{vT} = - g_{fs} \cdot R_D$$

A vantagem do amplificador com MOSFET é que sua impedância de entrada é ainda mais alta que a do JFET, podendo ser considerada infinita, o que o torna mais sensível a pequenos sinais, principalmente por também ter alta imunidade a ruídos. Por isso, ele é muito utilizado como buffer (ou excitador).

Solucionando Problemas

1) Esboce as curvas de dreno e de transferência para um MOSFET de acumulação – canal P.

.....

.....

.....

2) Por que não pode-se utilizar a autopolarização no MOSFET de acumulação?

.....

.....

.....

3) Qual a desvantagem em se utilizar a polarização por realimentação de dreno no MOSFET de acumulação?

.....

.....

.....

4) Esboce as curvas de dreno e de transferência para um MOSFET de depleção – canal P.

.....

.....

.....

5) Quais as vantagens de se utilizar a polarização com V_{GS} = 0 no MOSFET de depleção?

.....

.....

.....

6) Quais as vantagens na utilização da tecnologia CMOS na fabricação de circuitos integrados digitais?

.....

.....

.....

ENCAPSULAMENTO

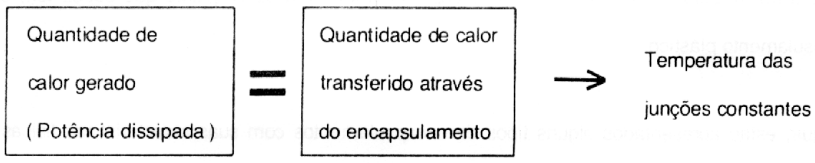
Os componentes semi- condutores de um circuito, tais como diodos e transistores, dissipam uma determinada potência nas junções em forma de calor.

Em muitos casos a quantidade de calor gerada nas junções chega a provocar a elevação da temperatura externa do encapsulamento do componente. Para evitar a destruição do componente, é muito importante que as junções não atinjam a temperatura de fusão.

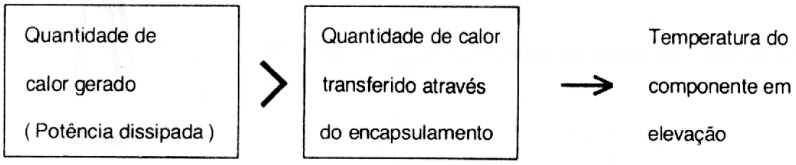
A temperatura das junções de um componente semicondutor depende fundamentalmente da relação:

QUANTIDADE DE CALOR GERADA NAS JUNÇÕES ⟷ QUANTIDADE DE CALOR TRANSFERIDA PARA O AMBIENTE EXTERNO

Quando a mesma quantidade de calor gerada nas junções e transferida para o exterior, através do encapsulamento, a temperatura das junções se mantém estável.



Quando a quantidade de calor transferido através do encapsulamento é menor que a gerada nas junções, existe uma elevação da temperatura.



Em resumo, pode-se dizer:

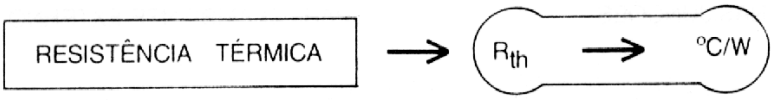
Para que a temperatura de um componente se mantenha estável, a quantidade de calor transferido para o ambiente deve ser igual a quantidade gerada nas junções.

Isto faz com que o encapsulamento passe a ter uma grande importância, pois, é através do encapsulamento que o calor é transferido das junções para o exterior.

O material utilizado para a construção do encapsulamento sempre apresenta uma certa oposição ao fluxo de calor. Esta oposição é denominada de resistência térmica.

Resistência térmica é a oposição que um material apresenta ao fluxo de calor.

A resistência térmica pela notação R_{th} é expressa em °C/ W (graus centígrados por watt).



Quanto menor a resistência térmica do encapsulamento entre a junção geradora de calor e o meio ambiente, mais facilmente o calor é dissipado.

Por esta razão, alguns transistores tem o encapsulamento metálico enquanto que outros tem o encapsulamento plástico.

A seguir, estão apresentados alguns tipos de encapsulamentos com suas características físicas e térmicas, além de um exemplo de transistor para cada tipo.

Encapsulamento T0 – 1

Características

Corpo cilíndrico, totalmente metálico.

Resistência térmica

Da junção até o ambiente: R R_{thja} = 290°C /W

Exemplo típico

Transistor AC188

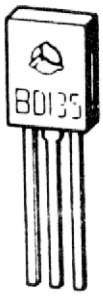
Observação

290°C /W significa que a temperatura de junção se eleva 290°C por Watt de potência dissipada pelo transistor.

Encapsulamento T0 – 32

Características

Corpo elástico, apresentando uma placa metálica em uma das faces.



Resistência térmica

R_{thja} = 110°C /W

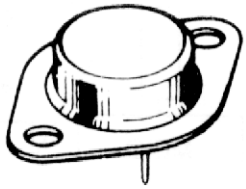
Exemplo típico

Transistor BD135

Encapsulamento T0 – 3

Características

Corpo totalmente metálico, eletricamente ligado ao coletor.



Resistência térmica

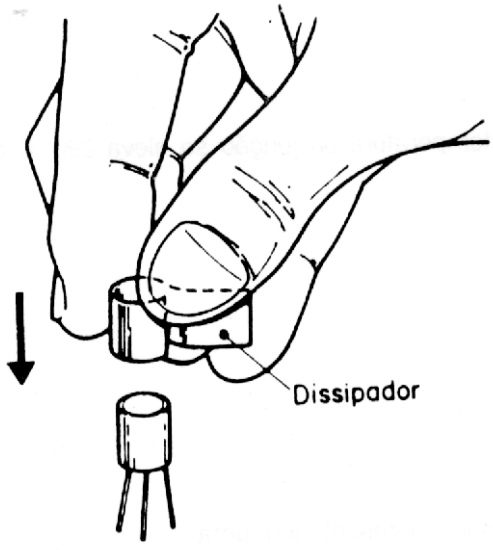
R_{thja} = 60°C /W

Exemplo típico

Transistor 2N3055

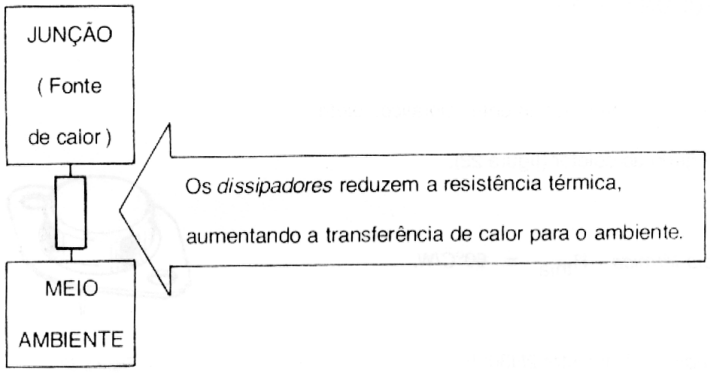
Dissipadores de calor

Os dissipadores de calor são dispositivos metálicos acoplados aos semi-condutores com o objetivo de facilitar a transferência de calor gerado no interior do componente para o meio ambiente.



A necessidade do uso de dissipadores surge sempre que a capacidade de transferência de calor do próprio encapsulamento não for suficiente.

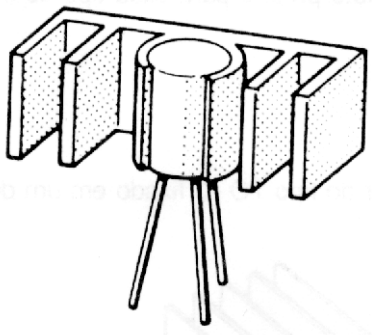
Os dissipadores tem a propriedade de reduzir a resistência térmica entre a fonte de calor (junção) e o ambiente, facilitando a transferência de calor.



Tomando como base o transistor AC188 pode-se compreender como os dissipadores atuam. O transistor AC188 apresenta uma resistência térmica de 290°C /W entre a junção e o ambiente.

A maior parte desta resistência térmica (± 80%) se deve a dificuldade em transferir o calor do encapsulamento para o ar ambiente.

Utilizando-se um dissipador preso ao transistor, a área de dissipação do calor aumenta consideravelmente.



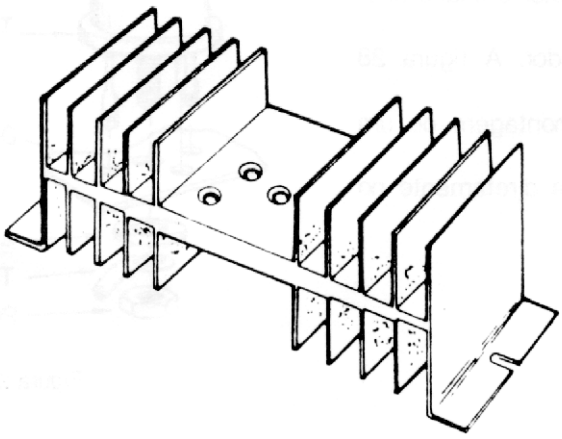
Com o aumento da área de dissipação e resistência térmica total entre a junção e o ar diminui.

Usando um dissipador de calor a resistência térmica do transistor AC 188 pode cair de 290°C/W até valores tais como 70°C /W ou menos.

Isto significa que, usando um dissipador, se poderia utilizar o transistor AC188 dissipando 4 vezes mais potência, sem elevar a sua temperatura.

Tipos de dissipadores

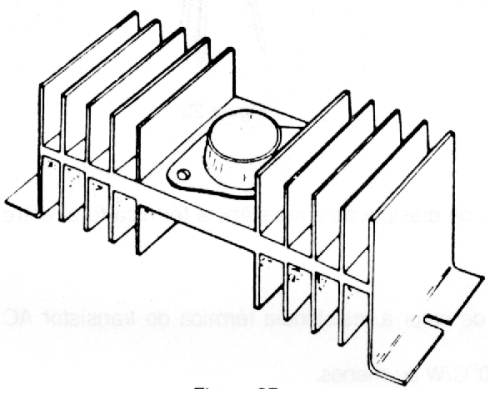
Existe no comércio uma grande variedade de formas e dimensões de dissipadores, com uma ampla gama de valores de resistência térmica. A figura abaixo mostra um tipo de dissipador de utilização muito comum.



Montagem do transistor no dissipador

Existem dissipadores com formato próprio para cada tipo de transistor, de forma que a fixação seja simples e prática.

A figura abaixo mostra um transistor do T0 – 3 fixado em um dissipador adequado.

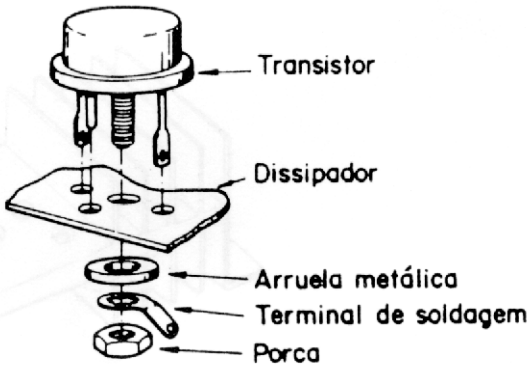


No caso dos transistores cujo coletor está em contato elétrico com o encapsulamento, podem ocorrer duas situações de montagem:

- O coletor do transistor pode ficar em contato com o dissipador (quando o dissipador está eletricamente isolado do circuito).

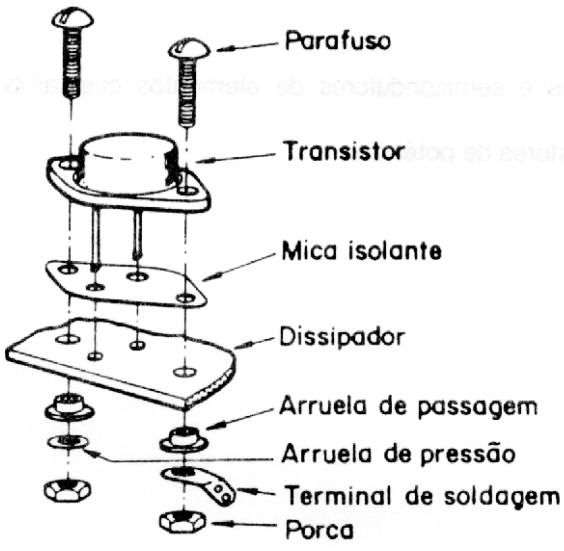
- O coletor do transistor não pode ficar em contato com o dissipador.

No primeiro caso, o transistor é fixado diretamente sobre o dissipador. A figura a seguir mostra um detalhe de montagem de um transistor de alta potência diretamente no dissipador.



Quando o transistor tiver que ser isolado do dissipador usa-se um fino isolante de mica, que apresenta uma baixa resistência térmica (tipicamente entre 2 a 3,5°C / W). Usa-se ainda arruelas de passagem isolantes para que os parafusos de fixação não toquem no dissipador.

A figura mostra um detalhe de montagem de um transistor tipo TO- 3 isolado do dissipador.



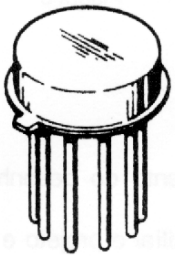
Formas para melhorar a transferência de calor

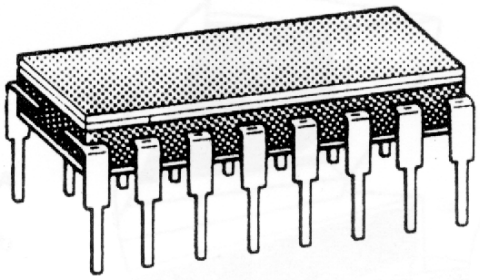
Algumas providências podem ser tomadas para melhorar a transferência de calor entre a junção geradora e o ambiente, tais como:

- Estabelecer a maior área de contato possível entre o semi condutor e o dissipador.
- Ajustar firmemente o componente ao dissipador, através dos parafusos.
- Untar as regiões de contato entre componente e mica e entre mica e dissipador com graxa de silicone, eliminando as bolhas de ar que aumentam a resistência térmica.
- Usar dissipadores enegrecidos.
- Aumentar a área do dissipador.
- Posicionar o dissipador de forma que na montagem final as aletas fiquem na posição vertical.
- Usar refrigeração forçada, através de ar com ventiladores, água ou óleo circulante por dentro dos dissipadores.
- Afastar os dissipadores e semi condutores de elementos que também aqueçam , tais como transformadores e resistores de potência.

NOÇÕES BÁSICAS SOBRE CIRCUITOS INTEGRADOS

O circuito integrado, normalmente denominado de CI, é um conjunto de circuitos eletrônicos, com finalidades definidas, apresentados em uma única cápsula (figuras a seguir).





São aplicados nos equipamentos eletrônicos com o objetivo de reduzir o tamanho, custo e o consumo de potência, permitindo ainda maior facilidade de manutenção.

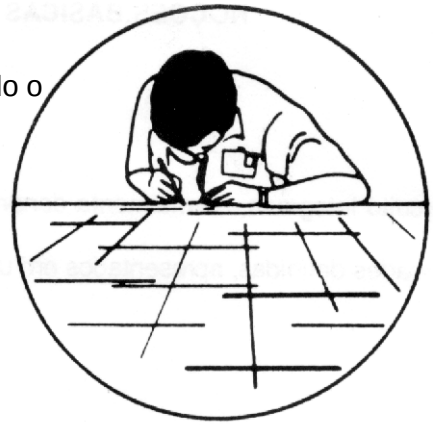
Processo de fabricação

Basicamente, os projetos e desenhos de um circuito integrado são elaborados em escala centenas de vezes maior que o circuito original, sendo depois “miniaturizados”, por processos ópticos, até o tamanho real.

Através de sucessivas exposições e deposições de material semicondutor, os componentes são formados e interligados dando origem a um circuito completo.

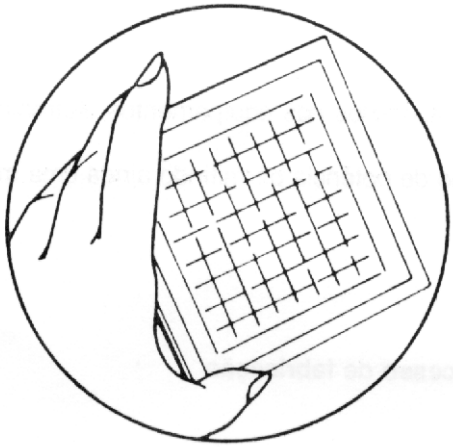
A seguir estão relacionados algumas etapas da fabricação de um CI.

Elaboração do projeto, em escala ampliada, iniciando o processo de confecção de integrados.

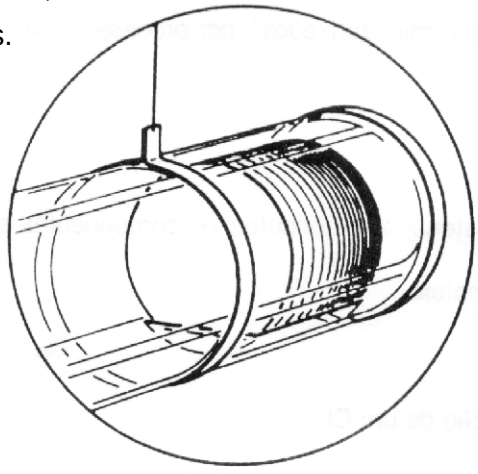


Armazenamento do desenho no computador para auxiliar o projeto e refazer o desenho na sua forma final.

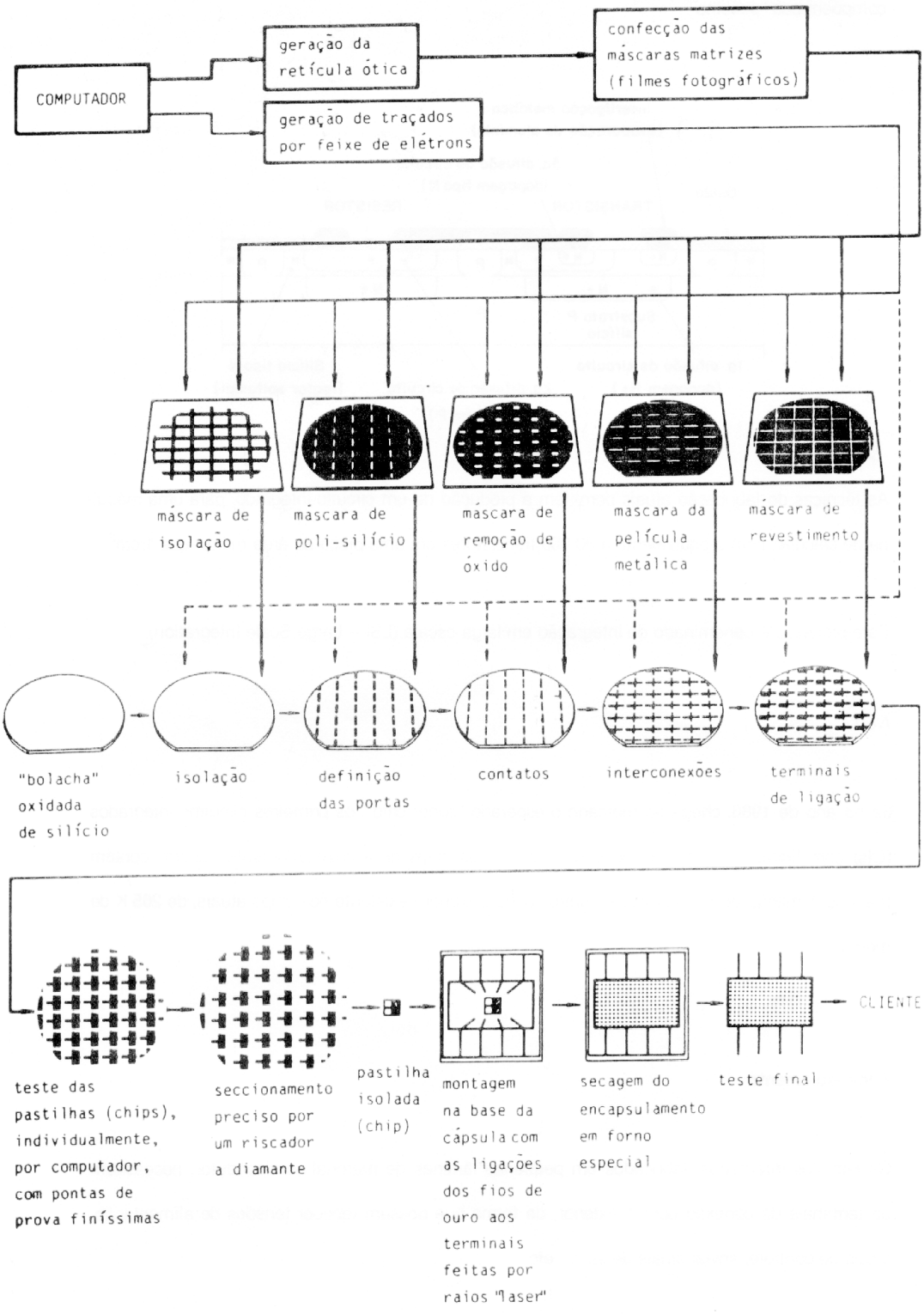
Desenho reduzido à forma de máscara e reproduzido centenas de vezes em uma placa de trabalho de vidro.



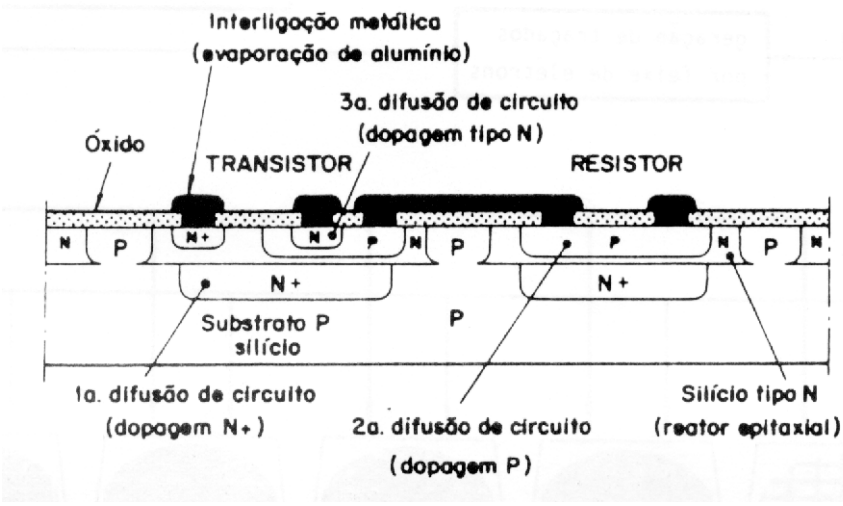
Em um ambiente isento de impurezas, dezenas de “bolachas” espelhadas de silício são colocadas num recipiente de quartzo para serem, depois, introduzidas em um forno onde sofrerão a oxidação da superfície, prevenindo, assim, a infiltração de átomos estranhos em áreas não dopadas.



Etapas da “bolacha” até o CI



A figura abaixo mostra o corte lateral em um integrado, salientando as várias camadas que compõem uma “pastilha”.



As técnicas de fabricação atuais permitem a produção de um circuito integrado, para uma máquina de calcular, com o equivalente a 30.000 transistores em uma placa de área menor que 1cm².

Este processo é denominado de integração em larga escala (LSI – Large Scale Integration).

Nota

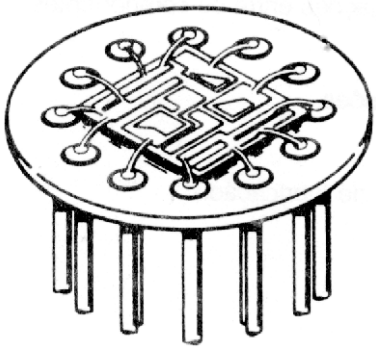
Já no ano de 1986, chega ao mercado o esperado “super chip”, os primeiros circuitos integrados (CIs) com linhas de 1 micron de espessura. Esses chips de aproximadamente 0,3cm² contém mais de um milhão de transistores – quatro vezes o número existente nos chips atuais, de 265 K de memória.

Encapsulamento

Os circuitos integrados, fabricados em pequenas lâminas de material semicondutor, necessitam de terminais de conexão com o exterior, de forma que possam receber tensões de alimentação, sinais de controle, enviar sinais de saída, etc.

A conexão entre a pequena pastilha que constitui o circuito integrado e o circuito exterior é realizada através de pinos no seu encapsulamento.

A figura abaixo mostra como se realiza a conexão entre os pinos de encapsulamento e o circuito integrado.

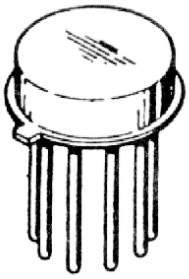


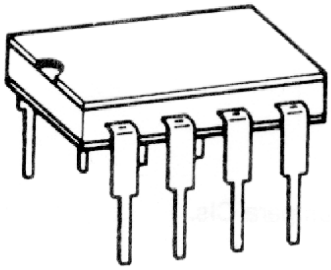
Tipos de encapsulamento

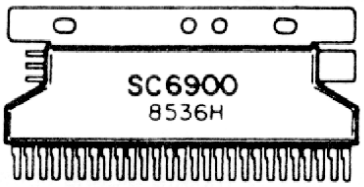
Existem vários tipos de encapsulamento para circuitos integrados.

Atualmente existem três tipos que são utilizados com maior freqüência:

- Encapsulamento circular multiterminal.
- Encapsulamento em linha dupla – DIL.
- Encapsulamento plano.







A identificação dos pinos de um CI sempre deve ser feita com base no manual ou folheto do fabricante.

Confiabilidade dos circuitos integrados

Os circuitos integrados caracterizam-se por serem dispositivos de alta confiabilidade.

Alguns fatores que contribuem para que os CIs tenham essa característica são:

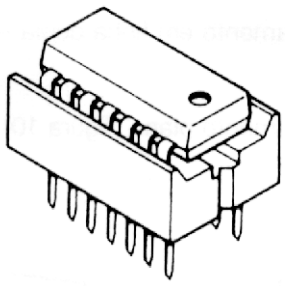
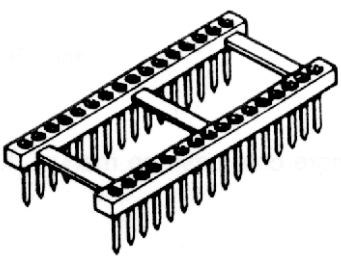
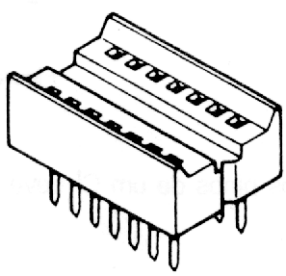
- Redução do número de interligações ente os componentes.
- Funcionamento em baixas tensões.
- Controle contínuo do processo de fabricação.

Cuidados de montagem

Os CIs são fabricados de materiais semi-condutores, sensíveis ao calor. Nas ocasiões em que forem soldados diretamente aos circuitos é necessário tomar cuidados especiais para evitar a danificação por processo de aquecimento.

Soquetes

Os soquetes são dispositivos usados para evitar a soldagem de componentes diretamente aos circuitos. Os soquetes são soldados aos circuitos e o componente é encaixado posteriormente. A figura mostra um circuito integrado encaixado no seu soquete.



A figura mostra alguns tipos de soquetes para CIs.